



UNIVERSIDAD CARLOS III DE
MADRID

Departamento Tecnología
Electrónica

Proyecto Fin de Grado

TFE DISEÑO, MODELADO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO
DE FUENTE DE ALIMENTACIÓN CON AISLAMIENTO GALVÁNICO

TITULACION: Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AUTOR: Marcos Fernández Gómez

TUTOR: Cristina Fernández Herrero

Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico



Agradecimientos

Me gustaría dedicar esta parte de la memoria a todas aquellas personas que de una forma directa o indirecta me han apoyado hasta llegar a este momento. En especial a todas aquellas con las que he podido contar cuando he pasado malos momentos y me han ayudado a seguir adelante.

Quiero agradecer a mis padres todos los esfuerzos que han realizado durante estos años para que pudiera realizar mis estudios universitarios. Aunque se que estas palabras no significan tanto como lo que ellos han hecho por mí, quiero que sepan que les quiero mucho y que estoy muy orgulloso de ellos. También quisiera agradecer a mi hermano sus consejos en momentos difíciles y su apoyo en las decisiones tomadas.

A mis abuelos quisiera agradecerles que siempre me animaran a estudiar y a aspirar a algo mejor. Aunque las decisiones sean duras, siempre hay recompensa por lo trabajado.

Respecto a mis amigos, me gustaría darles las gracias por estar ahí cuando lo necesitaba, por compartir experiencias que poco a poco han hecho la persona que soy y sobre todo por confiar en mí.

Por último, quiero agradecer a mi tutora toda la orientación y consejos que me ha dado para realizar este proyecto. Gracias a ello, he podido profundizar en algunos temas ampliando estos conocimientos adquiridos.

¡Muchas gracias a todos!

Resumen

Este proyecto se centra en el diseño, modelado y fabricación de un convertidor CC-CC con aislamiento galvánico, más concretamente en un modelo de convertidor tipo Flyback. Además, en este proyecto se lleva a cabo un estudio del rendimiento del convertidor con distintos diseños de fabricación del transformador.

Para el diseño de dicho convertidor, se partirá con una serie de condiciones iniciales basadas en la carga de un teléfono móvil a partir de un cargador de ordenador portátil.

Los transformadores se diseñaran con el programa PExprt. Con él, se realizaran distintas simulaciones para comprobar el rendimiento que tiene el transformador.

Se analizará los circuitos equivalentes obtenidos, teniendo en cuenta las distintas configuraciones de los transformadores. Habiendo medido en todos los transformadores: la inductancia magnetizante, la inductancia de dispersión y las impedancias del primario y secundario.

Con el diseño teórico realizado, se procederá a la fabricación de una PCB para montar el convertidor Flyback. Para el diseño, se tendrá muy en cuenta que el secundario quede completamente aislado del primario.

Finalmente, se soldarán los componentes en la PCB y se realizará distintos análisis para comprobar el rendimiento real que tiene el convertidor y así compararlo con el teórico.

Palabras clave: convertidor cc-cc, Flyback, rendimiento, transformadores, PCB

Abstract

The main object of this project is focused on design, model and produce a CC-CC converter (specifically, the Flyback model) through galvanic insulation. In addition to, this project can show a rigorous study about the efficiency of the converter with each transformer applied.

In order to create this gadget, the initial conditions are based on charging a mobile battery with a laptop charger.

PExprt allows develop the desired transformer making simulations that can verify its efficiency.

The equivalent circuits were analysed with the information provided by the transformers. We only measured the magnetizing inductance, leakage inductance and the impedance.

Then, we design a PCB to simulate the Flyback converter. For this, we need the secondary winding was insulated.

Finally, the components of Flyback converter were welded in the PCB making easier analyzing the real model.

KEY-WORDS: CC-CC converter, Flyback, transformer, efficiency, PCB.

Índice

1.	Motivación	1
2.	Objetivos y metodología	2
3.	Estado del Arte	3
3.1.	Tipos de convertidores sin aislamiento	4
3.1.1.	Convertidor Reductor	4
3.1.2.	Convertidor elevador	6
3.1.3.	Convertidor Elevador-Reductor	7
3.2.	Convertidores con aislamiento galvánico	8
3.2.1.	Convertidor tipo Flyback.....	8
3.2.2.	Convertidor Forward	9
3.3.	Conclusiones.....	10
4.	Convertidor Flyback.....	11
4.1.	Introducción	11
4.2.	Funcionamiento en MCC	12
4.3.	Formas de onda y ecuaciones del convertidor Flyback	12
	Tabla de condiciones iniciales	13
4.3.1.	Cálculo de L_m	15
4.3.2.	Corriente por la placa	16
4.3.3.	Cálculo del condensador de salida.....	17
4.4.	Simulación de los cálculos realizados	18
	Tabla de valores medios	20
5.	Diseño del transformador	21
5.1.	Circuito equivalente	21
5.2.	Pérdidas en los transformadores.....	24
5.2.1.	Efecto pelicular	24
5.2.2.	Efecto de proximidad.....	25
5.2.3.	Fringing flux	26
5.3.	Diseño del transformador en PExprt	27
5.4.	Fabricación de los transformadores	29
5.4.1.	Transformador 1	30
5.4.2.	Transformador 2	31
5.4.3.	Transformador 3	32

5.4.4.	Transformador 4.....	33
6.	Medida real de los transformadores	34
6.1.	Introducción	34
6.1.1.	Ensayo de Vacío o circuito abierto.....	34
6.1.2.	Ensayo de Cortocircuito.....	35
6.2.	Cálculo de los parámetros de los transformadores	37
6.2.1.	Resultados del Transformador 1.....	38
6.2.1.1.	Ensayo de Vacío en el primario.....	38
6.2.1.2.	Ensayo de Cortocircuito en el primario.....	39
6.2.2.	Resultados del Transformador 2.....	40
6.2.2.1.	Ensayo de Vacío en el primario.....	40
6.2.2.2.	Ensayo de Cortocircuito en el primario.....	40
6.2.3.	Resultados del Transformador 3.....	41
6.2.3.1.	Ensayo de Vacío en el primario.....	41
6.2.3.2.	Ensayo de Cortocircuito en el primario.....	41
6.2.4.	Resultados del Transformador 4.....	42
6.2.4.1.	Ensayo de Vacío en el primario.....	42
6.2.4.2.	Ensayo de Cortocircuito en el primario.....	42
6.3.	Simulación de los convertidores en Psim y cálculo de la eficiencia	43
6.3.1.	Simulación convertidor 1	43
	Tabla de valores medios del convertidor 1.....	45
6.3.2.	Simulación convertidor 2	47
	Tabla de valores medios del convertidor 2.....	48
6.3.3.	Simulación convertidor 3	50
	Tabla de valores medios del convertidor 3.....	51
6.3.4.	Simulación convertidor 4	53
	Tabla de valores medios del convertidor 4.....	54
6.4.	Conclusiones.....	56
6.5.	Eficiencias trabajando con la tensión específica.....	57
6.5.1.	Convertidor 1.....	57
	Tabla de valores medios del convertidor 1 cambiando ciclo de trabajo	58
6.5.2.	Convertidor 2.....	60
	Tabla de valores medios del convertidor 2 cambiando ciclo de trabajo	61
6.5.3.	Convertidor 3.....	63

Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

Tabla de valores medios del convertidor 3 cambiando ciclo de trabajo	64
6.5.4. Convertidor 4	66
Tabla de valores medios del convertidor 4 cambiando ciclo de trabajo	67
6.6. Resultados de simulación	69
Tabla comparativa con los 4 transformadores	69
6.7. Conclusiones.....	70
7. Fabricación del prototipo de PCB	71
7.1. Elección de componentes.....	71
7.1.1. Mosfet	71
7.1.2. Diodo	72
7.1.3. Condensador	73
7.1.4. Elementos de la señal de disparo	74
7.2. Diseño de la PCB.....	77
7.2.1. OrCAD Capture	77
7.2.1.1. Diseño del esquemático del transformador.....	77
7.2.1.2. Diseño del esquemático del convertidor	79
7.2.2. OrCAD Layout	80
7.2.2.1. Diseño de la huella del transformador.....	80
7.2.2.2. Diseño de la PCB	82
8. Pruebas reales del convertidor.....	84
8.1. Estudio del convertidor 1	86
Tabla de valores medios reales del convertidor 1	87
8.2. Estudio del convertidor 2	88
Tabla de valores medios reales del convertidor 2	89
8.3. Estudio del convertidor 3	90
Tabla de valores medios reales del convertidor 3	91
8.4. Estudio del convertidor 4	92
Tabla de valores medios reales del convertidor 4	93
8.5. Conclusiones.....	94
9. Cierre de lazo de realimentación.....	95
9.1. Selección del regulador	95
9.2. Diseño con SmartCtrl.....	96
9.3. Pruebas del lazo de control	101
9.3.1. Reducción de la tensión de alimentación	101



Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

9.4.	Reducción de la potencia de salida.....	102
10.	Conclusión y trabajos futuros	104
11.	Estudio económico	105
11.1.	Coste material	105
11.2.	Coste personal.....	105
11.3.	Presupuesto final.....	106
Referencias.....		107



Índice de figuras

<i>Figura 1: Objetivo del convertidor</i>	1
<i>Figura 2: convertidor CC-CC basado en regulador lineal</i>	3
<i>Figura 3: convertidor CC-CC basado en regulador conmutado</i>	3
<i>Figura 4: Etapas de conducción del convertidor reductor en MCC [4]</i>	4
<i>Figura 5: Ecuaciones de la bobina del convertidor reductor en MCC [3]</i>	4
<i>Figura 6: Ecuaciones de la bobina del convertidor reductor en MCD [3]</i>	5
<i>Figura 7: Etapas de conducción del convertidor elevador en MCC [5]</i>	6
<i>Figura 8: Ecuaciones de la bobina del convertidor elevador en MCC [3]</i>	6
<i>Figura 9: Ecuaciones de la bobina del convertidor elevador en MCD</i>	6
<i>Figura 10: Esquema convertidor Elevador-Reductor</i>	7
<i>Figura 11: Ecuaciones de la bobina del convertidor Elevador-Reductor en MCC</i>	7
<i>Figura 12: Ecuaciones de la bobina del convertidor Elevador-Reductor en MCD</i>	8
<i>Figura 13: Esquema de convertidor Flyback [7]</i>	8
<i>Figura 14: Esquema convertidor Forward [6]</i>	9
<i>Figura 15: Formas de onda de las inductancias Convertidor Forward en MCC [6]</i>	9
<i>Figura 16: Esquema Convertidor Flyback [9]</i>	11
<i>Figura 17: Etapas de funcionamiento del convertidor Flyback [11]</i>	12
<i>Figura 18: Formas de onda de la bobina en MCC</i>	14
<i>Figura 19: Variación de corriente</i>	16
<i>Figura 20: Forma de onda de la corriente del condensador</i>	17
<i>Figura 21: Esquema Psim convertidor Flyback</i>	18
<i>Figura 22: Simulator Control</i>	18
<i>Figura 23: Simulación con transformador ideal</i>	19
<i>Figura 24: Valores medios de convertidor ideal</i>	20
<i>Figura 25: Transformador real con resistencias y flujos de dispersión</i>	21
<i>Figura 26: Circuito equivalente reducido al primario</i>	21
<i>Figura 27: Circuito equivalente con 1 transformador reducido al primario</i>	22
<i>Figura 28: Circuito equivalente exacto reducido al primario</i>	22
<i>Figura 29: Circuito equivalente del transformador</i>	23
<i>Figura 30: Efecto pelicular</i>	24
<i>Figura 31: Profundidad superficial</i>	24
<i>Figura 32: Efecto de proximidad</i>	25

<i>Figura 33: Efecto Fringing Flux</i>	26
<i>Figura 34: Menú PExprt</i>	27
<i>Figura 35: Simulación de transformadores</i>	28
<i>Figura 36: Transformador 1</i>	30
<i>Figura 38: Transformador 2</i>	31
<i>Figura 39 : Transformador 2</i>	31
<i>Figura 40: Transformador 3</i>	32
<i>Figura 41: Transformador 3</i>	32
<i>Figura 42: Transformador 4</i>	33
<i>Figura 43: Transformador 4</i>	33
<i>Figura 44: Ensayo de vacío [12]</i>	34
<i>Figura 45: Circuito equivalente y diagrama fasorial [12]</i>	35
<i>Figura 46: Ensayo de Cortocircuito [12]</i>	35
<i>Figura 47: Circuito equivalente y diagrama fasorial [12]</i>	36
<i>Figura 48: Ejemplo de uso</i>	37
<i>Figura 49: Transformador 1 ensayo de Vacío en el primario</i>	38
<i>Figura 50: Esquema Serie-Paralelo</i>	38
<i>Figura 51: Transformador 1 ensayo de Cortocircuito en el primario</i>	39
<i>Figura 52: Transformador 2 ensayo de Vacío en el primario</i>	40
<i>Figura 53: Transformador 2 ensayo de Cortocircuito en el primario</i>	40
<i>Figura 54: Transformador 3 ensayo de Vacío en el primario</i>	41
<i>Figura 55: Transformador 3 ensayo de Cortocircuito en el primario</i>	41
<i>Figura 56: Transformador 4 ensayo de Vacío en el primario</i>	42
<i>Figura 57: Transformador 4 ensayo de Cortocircuito en el primario</i>	42
<i>Figura 58: Esquema convertidor 1</i>	43
<i>Figura 59: Formas de onda del convertidor 1</i>	44
<i>Figura 60: Valores medios del convertidor 1</i>	45
<i>Figura 61: Esquema convertidor 2</i>	47
<i>Figura 62: Formas de onda del convertidor 2</i>	48
<i>Figura 63: Valores medios del convertidor 2</i>	49
<i>Figura 64: Esquema convertidor 3</i>	50
<i>Figura 65: Formas de onda del convertidor 3</i>	51
<i>Figura 66: Valores medios del convertidor 3</i>	52
<i>Figura 67: Esquema del convertidor 4</i>	53

<i>Figura 68: Formas de onda del convertidor 4</i>	<i>54</i>
<i>Figura 69: Valores medios del convertidor 4</i>	<i>55</i>
<i>Figura 70: Esquema convertidor 1 cambiando ciclo de trabajo</i>	<i>57</i>
<i>Figura 71: Formas de onda convertidor 1 cambiando ciclo de trabajo</i>	<i>58</i>
<i>Figura 72: Valores medios del convertidor 1 con cambiando ciclo de trabajo</i>	<i>59</i>
<i>Figura 73: Esquema convertidor 2 cambiando ciclo de trabajo</i>	<i>60</i>
<i>Figura 74: Formas de onda del convertidor 2 cambiando el ciclo de trabajo</i>	<i>61</i>
<i>Figura 75: Valores medios del convertidor 2 cambiando ciclo de trabajo</i>	<i>62</i>
<i>Figura 76: Esquema convertidor 3 cambiando ciclo de trabajo</i>	<i>63</i>
<i>Figura 77: Formas de onda del convertidor 3 cambiando el ciclo de trabajo</i>	<i>64</i>
<i>Figura 78: Valores medios del convertidor 3 cambiando ciclo de trabajo</i>	<i>65</i>
<i>Figura 79: Esquema convertidor 4 cambiado de ciclo de trabajo</i>	<i>66</i>
<i>Figura 80: Formas de onda del convertidor 4 cambiando ciclo de trabajo</i>	<i>67</i>
<i>Figura 81: Valores medios del convertidor 4 cambiando ciclo de trabajo</i>	<i>68</i>
<i>Figura 82: IRFZ34n</i>	<i>71</i>
<i>Figura 83:RURP 820</i>	<i>72</i>
<i>Figura 84: Condensadores comerciales</i>	<i>73</i>
<i>Figura 85: Código Overclocking arduino.....</i>	<i>74</i>
<i>Figura 86: Configuración Tótem Pole</i>	<i>75</i>
<i>Figura 87: Transistores sistema de disparo</i>	<i>76</i>
<i>Figura 88: Configuración de un nuevo elemento en Capture</i>	<i>78</i>
<i>Figura 89: Diseño del transformador.....</i>	<i>78</i>
<i>Figura 90: Esquemático Capture</i>	<i>79</i>
<i>Figura 91: Creador de huellas OrCAD Layout</i>	<i>80</i>
<i>Figura 92: Configuración de las nuevas huellas.....</i>	<i>80</i>
<i>Figura 93: System Settings</i>	<i>81</i>
<i>Figura 94: Huella del Transformador MR10</i>	<i>81</i>
<i>Figura 95: PCB</i>	<i>83</i>
<i>Figura 96: plano bottom de la PCB real</i>	<i>84</i>
<i>Figura 97: Montaje de la PCB</i>	<i>84</i>
<i>Figura 98: Esquema de medición de los valores de entrada y salida del convertidor</i>	<i>85</i>
<i>Figura 99: Tensión real en el Mosfet convertido 1</i>	<i>86</i>
<i>Figura 100: Tensión de salida del convertidor 1</i>	<i>86</i>
<i>Figura 101: Fuente de alimentación del convertidor 1</i>	<i>87</i>

<i>Figura 102 : Tensión real en el Mosfet del convertidor 2</i>	88
<i>Figura 103: Tensión de salida real del convertidor 2</i>	89
<i>Figura 104: Fuente de alimentación del convertidor 2</i>	89
<i>Figura 105: Tensión real del Mosfet del convertidor 3</i>	90
<i>Figura 106: Tensión de salida real del convertidor 3</i>	90
<i>Figura 107: Fuente de alimentación del convertidor 3</i>	91
<i>Figura 108: Tensión real del Mosfet el convertidor 4</i>	92
<i>Figura 109: Tensión de salida real del convertidor 4</i>	92
<i>Figura 110: Fuente de alimentación del convertidor 4</i>	93
<i>Figura 111: Selección del Convertidor Flyback</i>	96
<i>Figura 112: Planta del circuito</i>	96
<i>Figura 113: Elección de sensado</i>	97
<i>Figura 114: Elección de Regulador</i>	97
<i>Figura 115: Selección del margen de fase y frecuencia de cruce</i>	98
<i>Figura 116: Estabilidad del sistema</i>	98
<i>Figura 117: Principio de estabilidad Nyquist [24]</i>	99
<i>Figura 118: Exportar a Psim los datos del regulador</i>	99
<i>Figura 119: Datos exportados a Psim</i>	100
<i>Figura 120: Respuesta del sistema con lazo cerrado</i>	100
<i>Figura 121: Esquema de perturbación a la entrada</i>	101
<i>Figura 122: Esquema perturbación de potencia</i>	102
<i>Figura 123: Respuesta a una reducción de la potencia de salida</i>	103
<i>Figura 124: Coste material</i>	105
<i>Figura 125: Coste personal</i>	105
<i>Figura 126: Coste total proyecto</i>	106

Índice de Tablas

Tabla de condiciones iniciales	13
Tabla de valores medios.....	20
Tabla de valores medios del convertidor 1.....	45
Tabla de valores medios del convertidor 2.....	48
Tabla de valores medios del convertidor 3.....	51
Tabla de valores medios del convertidor 4.....	54
Tabla de valores medios del convertidor 1 cambiando ciclo de trabajo	58
Tabla de valores medios del convertidor 2 cambiando ciclo de trabajo	61
Tabla de valores medios del convertidor 3 cambiando ciclo de trabajo	64
Tabla de valores medios del convertidor 4 cambiando ciclo de trabajo	67
Tabla comparativa con los 4 transformadores	69
Tabla de valores medios reales del convertidor 1	87
Tabla de valores medios reales del convertidor 2	89
Tabla de valores medios reales del convertidor 3	91
Tabla de valores medios reales del convertidor 4	93

1. Motivación

En la actualidad, los convertidores CC-CC forman parte de nuestra vida cotidiana. Este tipo de circuitos son utilizados para acondicionar la tensión continua proveniente de fuentes de energía a los niveles de tensión requeridos.

Dentro de la amplia gama de dispositivos electrónicos que utilizan los convertidores CC-CC, destacan fundamentalmente los equipos de uso personal: Ordenadores, Smartphone, Videoconsolas, etc. Los nuevos avances y descubrimientos en la tecnología, permiten que las características de funcionamiento de estos dispositivos electrónicos se hayan estandarizando.

Acompañando este avance en la tecnología, se produce una crisis energética propiciada por el aumento en el consumo de este recurso, tanto a nivel doméstico como industrial. Lo que conlleva a una mejora continua de la eficiencia energética de los sistemas electrónicos.

En base a la percepción de dichos problemas, se ha marcado como objetivo en este proyecto, el estudio de un convertidor CC-CC basado en una alimentación a través de un cargador de portátil. Dicho sistema permite la carga de simultánea de un teléfono móvil y un ordenador portátil. Para realizar el diseño del convertidor CC-CC, será necesario fijar una serie de parámetros para poder definir el modelo de diseño. La elección de usar la alimentación a partir del cargador de un portátil fija la tensión de entrada en 19V, mientras que la tensión de salida es de 5V para satisfacer el voltaje de carga del teléfono móvil.

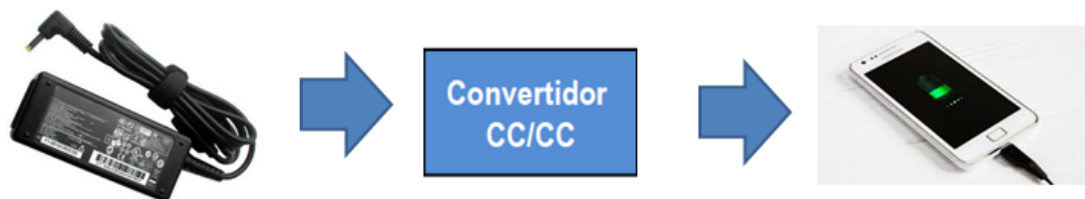


Figura 1: Objetivo del convertidor

Para un correcto diseño, se debe cumplir con el reglamento Electrotécnico de baja Tensión, el cual dice “El empleo de autotransformadores no será admitido si los dos circuitos conectados a ellos no tienen un aislamiento previsto para la tensión mayor” [2].

De este interés, surge la idea de investigar acerca del diseño y funcionamiento de los convertidores CC-CC.

2. Objetivos y metodología

El objetivo fundamental de este proyecto es la investigación del diseño, simulación y fabricación de un convertidor CC-CC basado en la aplicación de cargador de teléfono móvil a partir de un cargador de ordenador portátil.

Además, este proyecto tiene otros objetivos entre los cuales se pueden encontrar:

- Adquirir y desarrollar conocimientos de los convertidores CC-CC.
- Realización de una metodología de diseño, para la fabricación final de una PCB.
- Aprender el uso de programas de diseño y simulación de transformadores.
- Aprender cómo fabricar de manera manual un transformador, realizando distintas pruebas de montaje.
- Observar y comprender las diferencias que residen entre diferentes diseños de un transformador y los efectos que producen.
- Diseñar un prototipo de PCB que permita realizar un estudio experimental, para comprobar los efectos reales que generan los transformadores.
- Adquirir nuevos conocimientos y habilidades para la fabricación de circuitos electrónicos en base a su distribución de los componentes seleccionados.
- Diseñar el lazo cerrado para mantener constante la salida del sistema ante cambios en el punto de trabajo que pueda tener el circuito.

Por tanto la metodología de diseño comprende:

- ✓ El estudio de las formas de onda teóricas del convertidor, para poder realizar un primer análisis de los componentes.
- ✓ Estudio del diseño del transformador, para cumplir las especificaciones de diseño.
- ✓ Mediciones de las impedancias de los transformadores, para realizar un estudio comparativo con cada uno de los convertidores.
- ✓ Modificación del ciclo de trabajo para cumplir con la tensión de salida especificada con cada transformador.
- ✓ Selección de cada uno de los componentes, diseño del circuito impreso y fabricación de la placa.
- ✓ Pruebas experimentales con el dispositivo real.
- ✓ Diseño del cierre de lazo con SmartCtrl y simulación.

3.Estado del Arte

En el campo de la conversión de energía, los convertidores CC-CC juegan un papel muy importante. La mayoría de los equipos ya sean electrónicos, domésticos o de uso industrial, funcionan con una alimentación de tensión continua. Los convertidores CC-CC simplifican la alimentación de un sistema ya que permiten generar tensiones donde se necesitan.

Actualmente existen 2 métodos de conversión CC-CC [1]:

- **Convertidores Lineales:** Se basan en el uso de reguladores para el control de la potencia que se disipa en una zona resistiva. Estos diseños tienen como ventaja que son simples y robustos. Sin embargo, son muy voluminosos, de bajo rendimiento y consumen mucha energía. Por ello, este tipo de convertidores cada vez está más en desuso.

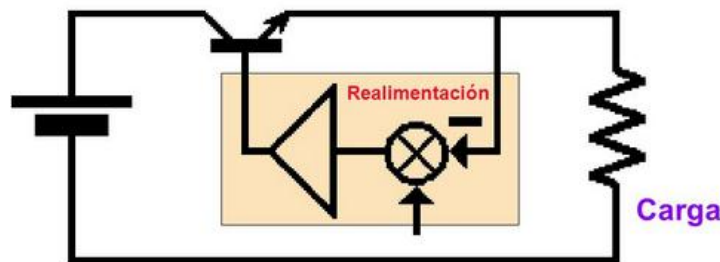


Figura 2: convertidor CC-CC basado en regulador lineal

- **Convertidores modulados:** se basan en la apertura y cierre de los dispositivos semiconductores, para regular la potencia del sistema. Estos dispositivos semiconductores pueden ser transistores (Mosfet, BJT, IGBT) o tiristores. La elección de cada uno, depende de las especificaciones que se quieran cumplir. Estos convertidores tiene la ventaja de que la tensión de salida no depende exclusivamente de la entrada, no consumen tanta energía como los lineales y son circuitos sencillos con un elevado rendimiento. Sin embargo, como contra son más costosos, voluminosos y realizan emisiones de interferencias electromagnéticas muy elevadas.

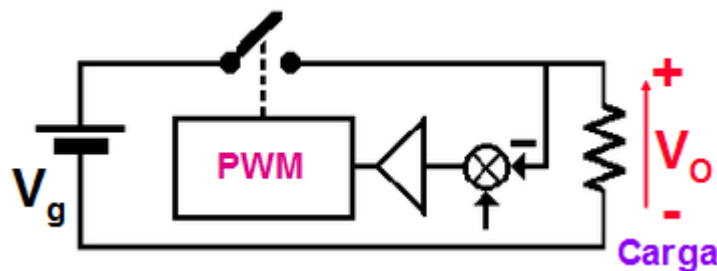


Figura 3: convertidor CC-CC basado en regulador conmutado

Dentro de los convertidores conmutados, existen 2 topologías:

- **Directos o sin aislamiento:** Esta gama de convertidores se caracterizan por no poseer algún elemento que aisle la tensión de entrada de la de salida en caso de cortocircuito.
- **Con aislamiento:** Este tipo de convertidores utilizan elementos capaces de aislar la entrada de la salida del circuito para protegerlos picos de tensión o corriente.

3.1. Tipos de convertidores sin aislamiento

En este apartado se hablará de los convertidores sin aislamiento galvánico estándar que se pueden encontrar [3].

3.1.1. Convertidor Reductor

El convertidor reductor es un convertidor CC-CC sin aislamiento galvánico, el cuál obtiene una tensión a la salida inferior al que posee a la entrada. El circuito general es bastante sencillo ya que posee 2 elementos semiconductores, los cuales alternan la conexión de la inductancia con la fuente de alimentación o la carga.

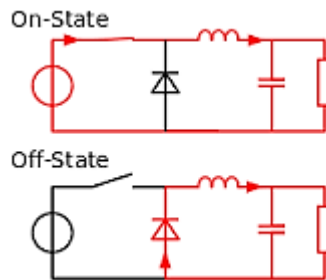


Figura 4: Etapas de conducción del convertidor reductor en MCC [4]

Basándose en el comportamiento que presentan las formas de onda de los distintos componentes se pueden obtener sus ecuaciones según en qué modo de conducción esté operando el convertidor.

En el Modo de Conducción Continua o MCC, la tensión de la bobina siempre es mayor que cero. Por lo que dicho elemento nunca llega a descargarse por completo. De esta manera dentro de un periodo aparecen 2 fases, la de carga y la de descarga.

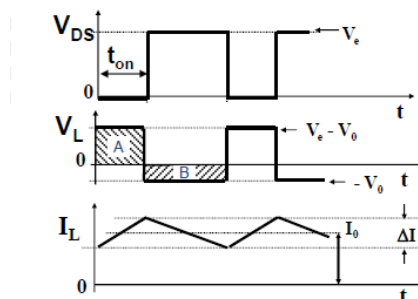


Figura 5: Ecuaciones de la bobina del convertidor reductor en MCC [3]

Como puede observarse en la Figura 5, la corriente de la bobina se incrementa durante el t_{on} , mientras que el resto del periodo se descarga.

La variación de I_L viene determinada por la expresión:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (1)$$

Por lo que aplicando la ecuación en las 2 etapas se obtiene:

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{t_{on}} di_L = \frac{(V_i - V_o)t_{on}}{L} \quad (2)$$

$$\Delta I_{Loft} = \int_{t_{on}}^T di_L = -\frac{V_o \cdot t_{off}}{L} \quad (3)$$

Como en régimen permanente la variación de corriente es 0, el tiempo de subida tiene que ser igual al de bajada. Al igualar las 2 ecuaciones y despejar se tiene que,

$$\frac{(V_i - V_o)t_{on}}{L} = \frac{V_o \cdot t_{off}}{L} \quad (4)$$

$$V_o = D \cdot V_i \quad (5)$$

En el Modo de Conducción Discontinua o MCD, La corriente que circula por la bobina llega un momento dentro del periodo que es 0, por lo que aparece una fase 3 donde tanto la tensión como la corriente por la inductancia es cero.

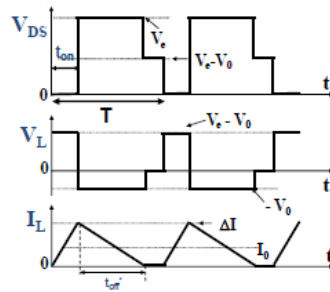


Figura 6: Ecuaciones de la bobina del convertidor reductor en MCD [3]

A partir de la ecuación de la variación en la bobina igual a cero, se vuelve a calcular la variación de la corriente en T_{on} y en T_{off}'

$$(V_i - V_o)t_{on} = V_o \cdot D' \cdot T \quad (6)$$

3.1.2. Convertidor elevador

El convertidor elevador es un convertidor CC-CC sin aislamiento galvánico, dicho convertidor obtiene una tensión de salida superior a la de entrada. Este convertido utiliza dos semiconductores (diodo y transistor) para controlar la tensión de la bobina.

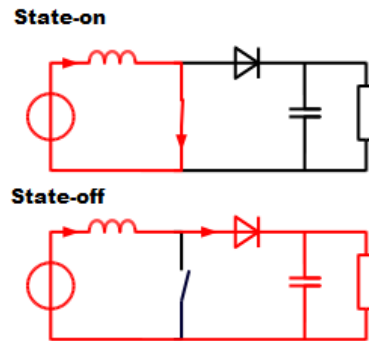


Figura 7: Etapas de conducción del convertidor elevador en MCC [5]

En MCC se obtienen las siguientes formas de onda en la bobina.

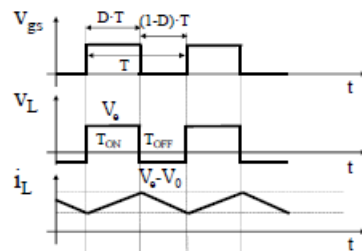


Figura 8: Ecuaciones de la bobina del convertidor elevador en MCC [3]

A partir de la ecuación general de la bobina se puede calcular las variaciones de la corriente.

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{t_{on}} di_L = \frac{V_i D T}{L} \quad (7)$$

$$\Delta I_{Loft} = \int_{t_{on}}^T di_L = \frac{(V_i - V_o) \cdot (1-D) T}{L} \quad (8)$$

Igualando las ecuaciones:

$$V_o = \frac{1}{1-D} V_i \quad (9)$$

En MCD las formas de onda son las que se muestran en la Figura 9,

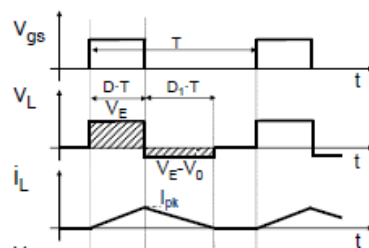


Figura 9: Ecuaciones de la bobina del convertidor elevador en MCD

Como la corriente por la bobina al principio del ciclo es cero, en el primer periodo alcanza su I_{Lmax} .

$$I_{Lmax} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} \quad (10)$$

En el tiempo Off la bobina reduce su corriente hasta 0A.

$$I_{Lmax} + \frac{(V_i - V_o) \cdot D' \cdot T}{L} = 0 \quad (11)$$

$$V_o = \frac{V_i(D + D')}{D'} \quad (12)$$

3.1.3. Convertidor Elevador-Reductor

Este convertidor es capaz de tener voltajes a la salida similares a cero o mucho mayores que la entrada.

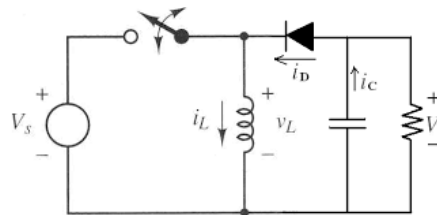


Figura 10: Esquema convertidor Elevador-Reductor

Para MCC las formas de onda de su bobina se muestran en la Figura 11,

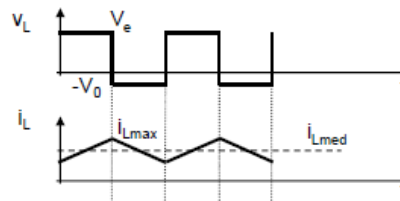


Figura 11: Ecuaciones de la bobina del convertidor Elevador-Reductor en MCC

A continuación, se calculan la variación de corriente de la bobina en función de las formas de onda.

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{t_{on}} di_L = \frac{V_i D T}{L} \quad (13)$$

$$\Delta I_{Loff} = \int_{t_{on}}^T di_L = \frac{V_o \cdot (1-D) T}{L} \quad (14)$$

Igualando las 2 ecuaciones se obtiene la siguiente relación:

$$V_o = -\left(\frac{D}{1-D}\right)V_i \quad (15)$$

En MCD las formas de ondas de la bobina son:

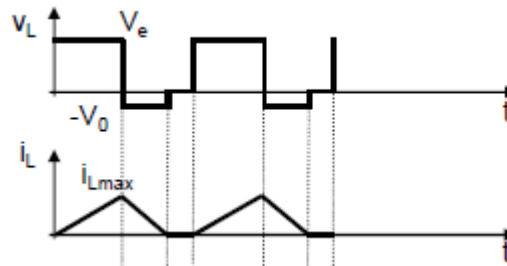


Figura 12: Ecuaciones de la bobina del convertidor Elevador-Reductor en MCD

Partiendo del balance de potencia se obtiene la relación entre la tensión de entrada y la de salida.

$$P_i = P_o \quad (16)$$

$$\frac{V_o^2}{R_o} = V_e^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{T_{on}^2}{TL} \quad (17)$$

$$V_o = V_i \sqrt{\frac{2L}{R_o T}} \quad (18)$$

3.2. Convertidores con aislamiento galvánico

Los convertidores CC-CC estándar con aislamiento galvánico son de tipo Flyback y Forward [4].

3.2.1. Convertidor tipo Flyback

El funcionamiento del convertidor Flyback está basado en el convertidor Elevador-Reductor. Sin embargo, por su diseño este convertidor posee aislamiento galvánico mediante un transformador. Su funcionamiento se basa en el almacenamiento de energía.

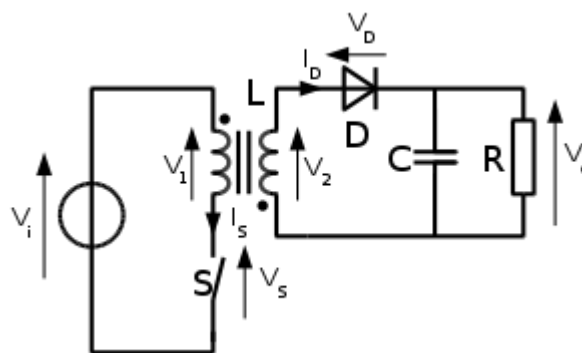


Figura 13: Esquema de convertidor Flyback [7]

Respecto a su función de transferencia en MCC, es muy similar a la del convertidor Reductor-Elevador. La diferencia reside en que este convertidor tiene en cuenta la relación de vueltas del primario y el secundario.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{d}{(1-d)} \quad (19) [3]$$

3.2.2. Convertidor Forward

El convertidor Forward se caracteriza por ser similar al convertidor reductor, pero con aislamiento galvánico. Habitualmente se utiliza en Modo de Conducción Continua.

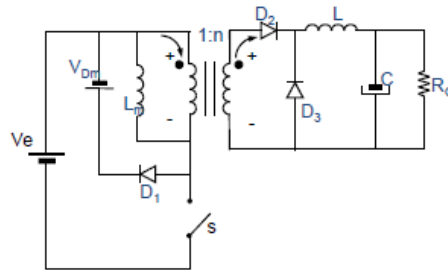


Figura 14: Esquema convertidor Forward [6]

Al tener 2 inductancias hay que fijarse en sus formas de onda de L y L_m para establecer las ecuaciones que relacionan V_e y V_{DM} con V_o .

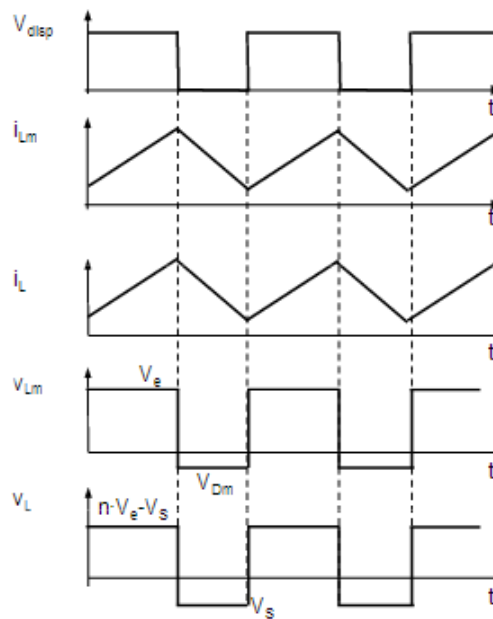


Figura 15: Formas de onda de las inductancias Convertidor Forward en MCC [6]

Respecto L_m , aplicando un balance de voltios por segundo, se obtiene las siguientes ecuaciones en Modo de Conducción Continua:

$$V_e \cdot t_{on} = V_{DM} \cdot t_{off} \quad (20)$$

$$V_{DM} = V_e \frac{d}{1-d} \quad (21)$$

Por último, para calcular la relación con L, se iguala su tensión media a cero.

$$(n \cdot V_i - V_o) \cdot t_{on} = V_o \cdot t_{off} \quad (22)$$

$$V_o = V_e \cdot n \cdot d \quad (23)$$

3.3. Conclusiones

Después de explicar el funcionamiento de cada uno de los posibles convertidores, se puede afirmar que:

-Los convertidores sin aislamiento son descartados debido a que no tienen ningún elemento que sea capaz de proteger de entrada o salida ante sobretensiones. Por lo que no cumplen con el Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión.

-El convertidor tipo Forward tiene más elementos que el convertidor Flyback, lo que provoca que su tamaño sea mayor y su diseño se vuelva un poco más complejo.

Como el diseño de convertidor se tiene que adaptar a elementos portátiles, se ha optado por usar un convertidor CC-CC modulado tipo Flyback, el cual se usa como modelo estándar para cargadores de dispositivos portátiles. Este convertidor se caracteriza por tener un diseño sencillo y barato, ya que consta de manera básica de 2 elementos semiconductores, 1 transformador y 1 condensador.

Cabe destacar que, el convertidor Flyback al usar altas frecuencias para generar los pulsos de disparo del Mosfet, genera un aumento en las pérdidas debido al ruido. El campo magnético generado, produce una serie de efectos que cambian el funcionamiento normal del convertidor y por lo que deben ser tenidos en cuenta. Como punto a favor de usar altas frecuencias para este tipo de convertidor, el tamaño del diseño disminuye de manera considerable.

Por estos motivos, a nivel general se suele utilizar los convertidores tipo Flyback para el diseño de los convertidores para equipos electrónicos. Este tipo de convertidores, también se caracterizan por tener una gran eficacia de funcionamiento para bajas potencias o altas tensiones de salida.

4. Convertidor Flyback

En este epígrafe se va explicar el funcionamiento del convertidor Flyback. Con las formas de onda de sus componentes, se va a obtener las distintas ecuaciones que rigen su comportamiento. Finalmente, se va a calcular el valor de los componentes para cumplir con las especificaciones de diseño, y se va a comprobar mediante una simulación el comportamiento del convertidor.

4.1. Introducción

La principal característica que tiene el transformador del convertidor Flyback es que su funcionamiento se basa en el almacenamiento de energía, dicha energía se almacena en el Gap de aire que posee el transformador. Otra característica que tiene este convertidor, es que la corriente circula únicamente por el primario o por el secundario, no por ambos a la vez [5].

Sin embargo, debido al volumen de aire que presenta el Gap del transformador, la reluctancia del circuito magnético es generalmente mucho mayor que la que poseen otros tipos de transformadores. Por lo que se dificulta la circulación del campo magnético.

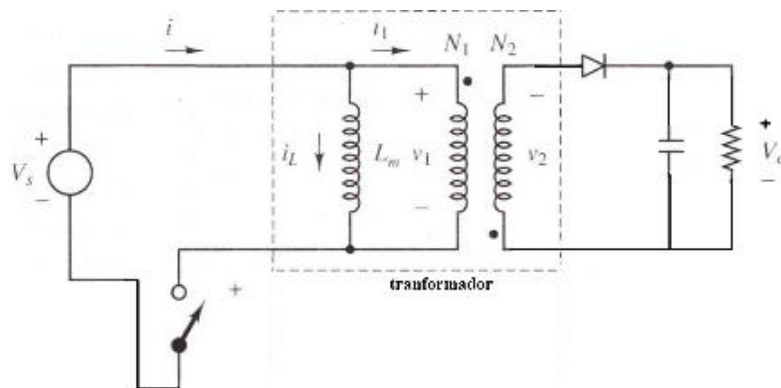


Figura 16: Esquema Convertidor Flyback [9]

En la práctica, la inductancia magnetizante no es una bobina que se coloca en paralelo con el primario del transformador, sino que se encuentra en el transformador. Sin embargo, para analizar el circuito se representa en paralelo dada su importancia.

4.2. Funcionamiento en MCC

Para cumplir las especificaciones, el diseño debe funcionar en MCC. Este modo de funcionamiento se basa en que la corriente que la inductancia magnetizante nunca llegue a 0A. Puede apreciarse 2 etapas en cada período [6].

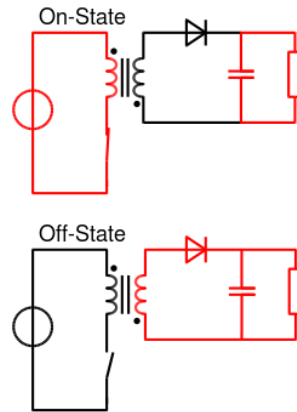


Figura 17: Etapas de funcionamiento del convertidor Flyback [11]

En la etapa 1, el Mosfet se encuentra cortocircuitado. De esta manera, la corriente que proporciona la fuente circula a través del transformador y del Mosfet, almacenando energía en el transformador. El diodo que se encuentra en el secundario del transformador está abierto, produciendo que la corriente no circule por sus terminales. El condensador que está en paralelo con la resistencia, comienza a descargarse para mantener el nivel de tensión constante.

En la etapa 2, el Mosfet se abre. En este estado la fuente deja de suministrar energía al circuito y la inductancia magnetizante comienza su descarga. En este caso, la corriente sale por el terminal correspondiente del primario y entra por el terminal correspondiente del secundario, forzando que el diodo conduzca. Como consecuencia, la corriente que atraviesa el diodo llega a la resistencia.

4.3. Formas de onda y ecuaciones del convertidor Flyback

En este apartado se va a calcular las distintas ecuaciones de comportamiento de los componentes que tiene el convertidor Flyback, en concreto: Inductancia magnetizante, Mosfet, Diodo y Condensador de salida.

Para el diseño del convertidor se debe fijar la tensión de entrada y salida. En el caso de la entrada, los ordenadores portátiles se alimentan con unas fuentes de tensión continua de unos 19 voltios. Respecto a la tensión de salida, los teléfonos móviles necesitan una tensión de alimentación de 5 voltios para su carga.

Una vez definida las tensiones, se debe seleccionar otro parámetro para fijar la respuesta del circuito, en este caso la potencia de salida. La potencia de salida puede variar un rango determinado, en el caso de diseño de este documento de 25 a 5W.

A continuación, se debe elegir la relación de vueltas que tenga el primario respecto al secundario. Para ello, se puede observar que con estas condiciones, el primario posee un mayor nivel de tensión que el secundario. Debido a esto, el número de vueltas

tiene que ser mayor en el primario que en el secundario para cumplir la ecuación de relación de transformación:

$$\frac{V_s}{N_1} = \frac{V_o'}{N_2} \quad (24)$$

Para conseguir un ciclo de trabajo próximo al 50%, se tomara una relación de 3:1.

Por último, se debe definir la frecuencia de la señal de disparo. Cuanto mayor sea dicha frecuencia de conmutación, menor será el volumen del prototipo. Pero como consecuencia, aumentan las pérdidas en el transformador por dispersión y el ruido que se genera. Por tanto, la frecuencia de disparo elegida es de 300kHz. Como esta señal de disparo genera armónicos en la tensión de salida, se debe diseñar un filtro para que la variación de tensión a la salida sea como mínimo el 1% de V_o .

Condiciones iniciales	
Vs	19V
Vo	5V
Potencia	5-25W
N1	3
N2	1
Frecuencia	300kHz
Rizado	1%

Tabla de condiciones iniciales

Para poder trabajar en Régimen permanente [1], hay que tener en cuenta una serie de condiciones antes de empezar a calcular las ecuaciones de estado.

1. Para tener una Corriente constante ciclo a ciclo en la bobina. La tensión media en tiene que ser 0, es decir, $\bar{V}_L = 0$. Esto se debe a la ecuación fundamental de la bobina.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (25)$$

Si la tensión media no fuera constante significaría que se está produciendo una variación de corriente.

2. De forma homóloga ocurre lo mismo en el condensador, la corriente media debe de ser cero debido su ecuación fundamental,

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad (26)$$

De esta manera si la corriente media por el condensador fuera distinto de 0, se estaría produciendo una variación en la tensión.

3. Partiendo que son ideales los componentes, se debe cumplir que la potencia generada es igual a la potencia consumida. Lo que es lo mismo:

$$P_i = P_o \quad (27)$$

4. Como se trabaja en MCC, se debe cumplir la siguiente condición:

$$\frac{\Delta I_L}{2} < \bar{I}_L \quad (28)$$

Si esta ecuación (28) no se cumpliera, las variaciones que sufre la tensión hacen que, en algunos momentos del período, la inductancia magnetizante se descargue y el circuito funcione en MCD.

Teniendo en cuenta estas condiciones, junto con las iniciales, se puede empezar a calcular las ecuaciones correspondientes a los componentes del convertidor a diseñar, a partir de sus formas de onda, mostradas en la Figura 18. Donde V_{gs} es la tensión de disparo del Mosfet, V_L la tensión aplicada al primario del transformador e i_L la corriente que circula por la inductancia magnetizante.

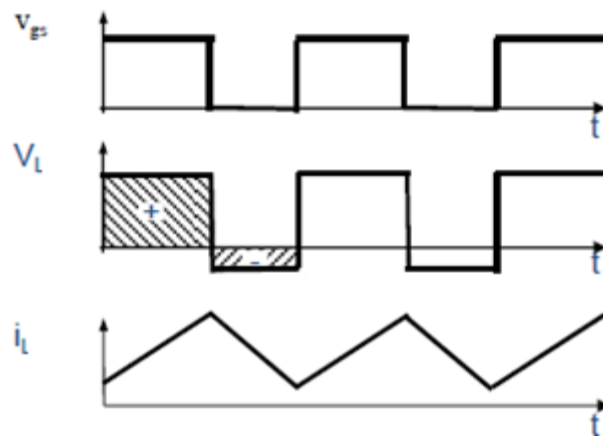


Figura 18: Formas de onda de la bobina en MCC

Lo primero que se va a calcular es la función de transferencia del convertidor. Según la condición de régimen permanente $\bar{V}_L = 0$, el tiempo de conducción $t_{on}=d \cdot T$ tiene que ser igual al de apertura $t_{off}=(1-d) \cdot T$. Donde d , es el ciclo de trabajo.

Durante el t_{on} ,

$$v_L = V_s \cdot t_{on} \quad (29)$$

En el t_{off} ,

$$v_L = V_o \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot t_{off} \quad (30)$$

Si se igualan las ecuaciones se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{d}{(1-d)} \quad (31)$$

Una vez que ya se tiene la función de transferencia del convertidor, se puede calcular cuánto tiene que valer el ciclo de trabajo para el diseño, el cual se obtiene de la ecuación anterior.

$$d = \frac{V_o}{V_o + V_s \cdot \frac{N_1}{N_2}} \quad (32)$$

Sustituyendo con los datos de las condiciones iniciales, se obtiene que $d=0,4412$.

4.3.1. Cálculo de L_m

Con el ciclo de trabajo ya calculado, se puede calcular cuánto tiene que ser L_m , utilizando la condición 4 (ecuación 28). Aplicando esta ecuación, se determina que la inductancia magnetizante más pequeña que se puede tener, cumple con la condición de que el circuito trabaja en MCC hasta que la potencia de salida es igual a 5W.

Primero, hay que volver a la ecuación fundamental de la bobina (ecuación 25), donde utilizando la forma de onda de la corriente de la bobina, se puede calcular su variación de corriente.

$$\Delta I_L = \frac{V_L}{L_m} \Delta t = \frac{V_s}{L_m} \cdot dT = \frac{V_o}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot (1-d)T \quad (33)$$

Para calcular la corriente media de la inductancia se debe aplicar la ley de nudos en la entrada del primario del transformador, ver Figura 16. De esta manera se obtiene la siguiente relación.

$$I_L = I_g + I_d' \quad (34)$$

Aplicando tensiones medias queda que:

$$\overline{I_{Lm}} = \overline{I_g} + \overline{I_d'} \quad (35)$$

De esta manera, se tiene la relación de la corriente media por la inductancia magnetizante en relación con la suma de 2 corrientes medias.

Primero se calculará la corriente media por la fuente aplicando balance de potencias, por lo que si se sustituye en la ecuación 26 las variables por sus valores,

$$V_s \cdot \overline{I_g} = V_o \cdot I_o \quad (36)$$

$$\overline{I_g} = \frac{V_o}{V_s} \cdot I_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{d}{1-d} \cdot I_o \quad (37)$$

A continuación se debe calcular la corriente media por el diodo aplicando la ley de los nudos en la salida del convertidor, de esta manera la ecuación obtenida es la siguiente:

$$I_d = I_c + I_o \quad (38)$$

Aplicando tensiones medias a la ecuación anterior. La corriente media por el condensador es cero ya que se trabaja en régimen permanente, y quedará la ecuación de la siguiente forma.

$$\overline{I_d} = \overline{I_c} = I_o \quad (39)$$

Sustituyendo 37 y 39 en 35 se obtiene que,

$$\overline{I_{Lm}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{d}{1-d} \cdot I_o + I_o \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (40)$$

Como $I_o = \frac{V_o}{R}$, se puede simplificar la fórmula,

$$\overline{I_{Lm}} = \frac{V_o}{R} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{1}{1-d} \quad (41)$$

Teniendo la ecuación de la corriente media por la bobina y la variación de tensión, se puede calcular el valor de la inductancia magnetizante.

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{V_o}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot (1-d)T \leq \frac{V_o}{R} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{1}{1-d} \quad (42)$$

Operando la expresión, se obtiene el valor de L mínima para el diseño.

$$L_m \geq \frac{RT}{2} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot (1-d)^2 \quad (43)$$

Como en el diseño de este documento la potencia de salida puede variar de 25W a 5W, la R que se usa para calcular la inductancia tiene que ser la más restrictiva. En este caso, esa R equivalente es la resultante con 5W.

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{5^2}{5} = 5\Omega \quad (44)$$

Sustituyendo el valor de R, se obtiene que $L_m \geq 23,41\mu H$.

Si se sustituye este valor mínimo de la inductancia en la ecuación 33, resulta que el rizado de la corriente en la inductancia magnetizante es, $\Delta I_L = 1,193A$.

4.3.2. Corriente por la placa

Con la variación de corriente calculada, se puede saber cuál va a ser el pico corriente máximo y mínimo que va a circular por la placa, como se puede observar en la Figura 19.

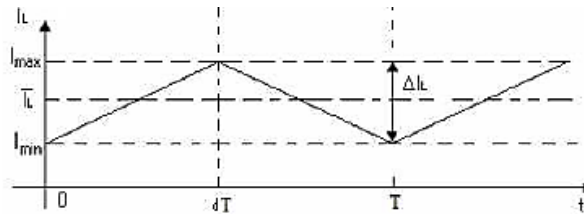


Figura 19: Variación de corriente

$$I_{max} = \overline{I_{Lm}} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (45)$$

$$I_{min} = \overline{I_{Lm}} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (46)$$

En el caso de este proyecto, la máxima corriente se va a producir cuando se tenga 25W de potencia. Por lo que el valor de R es de 1Ω . De esta manera $\overline{I_{Lm}} = 2,983A$.

Con este valor de corriente media, los picos de corriente son:

$$I_{max} = 3,579A$$

$$I_{min} = 2,386A$$

Sin embargo, como el transformador tiene una relación de 3:1, la tensión en el terminal secundario será 3 veces mayor que en el primario. De esta manera, el diodo será el componente que más corriente soporte.

$$I_{dmax} = 3 \cdot I_{max} = 10,737A \quad (46)$$

$$I_{dmin} = 3 \cdot I_{min} = 7,158A \quad (47)$$

4.3.3. Cálculo del condensador de salida

Como el condensador se encuentra en paralelo con la tensión de salida, el rizado será el mismo.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta V_c}{V_c} \quad (48)$$

Además, la corriente media por el condensador es 0 al estar trabajando en régimen permanente. De manera, se puede obtener el incremento de tensión del condensador integrando su corriente lo largo del mismo período, Figura 20.

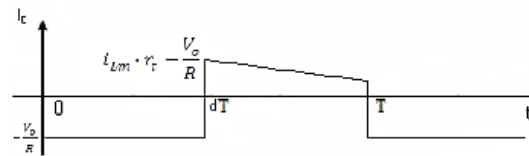


Figura 20: Forma de onda de la corriente del condensador

Partiendo de la ecuación 26 del condensador,

$$\Delta V_c = \frac{1}{c} \int I_c \cdot dt = \frac{1}{c} \cdot \frac{V_o}{R} \cdot dT \quad (49)$$

Al despejar C de la ecuación, se puede calcular su valor. Sin embargo, se tendrá que evaluarla en el caso más desfavorable, el cual será cuando la R sea menor, es decir, a 25W. Esto es debido a que cuanto mayor sea la R, menor necesita ser el condensador (se aumenta el tiempo de establecimiento).

$$C = \frac{1}{R \cdot \Delta V_o \cdot f} = 333\mu F \quad (50)$$

4.4. Simulación de los cálculos realizados

Una vez realizado los cálculos de la inductancia magnetizante, el condensador de salida y su resistencia paralela. Se va a realizar una simulación del circuito para comprobar si dichos resultados se asemejan a los cálculos realizados.

Dicha simulación se realizará mediante el programa de Psim. Este software informático permite representar y simular circuitos eléctricos.

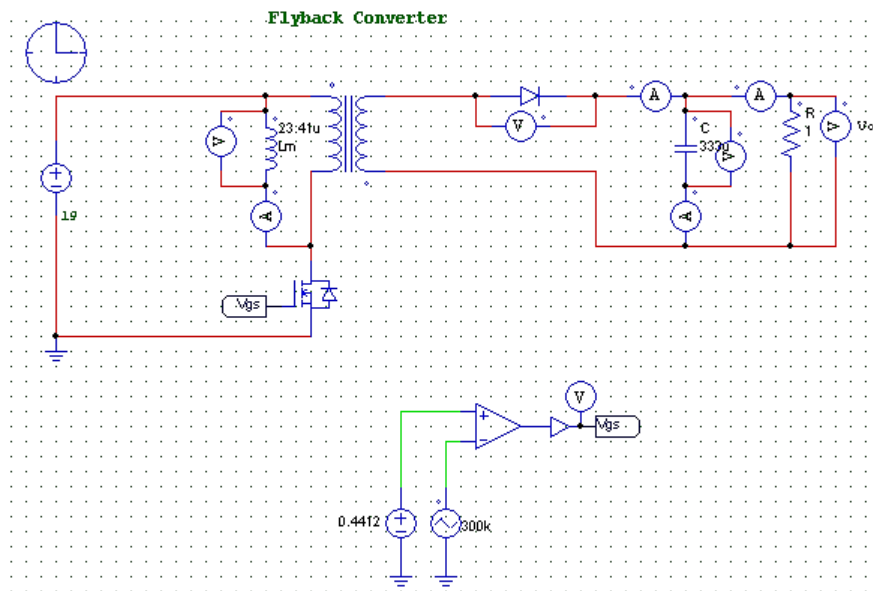


Figura 21: Esquema Psim convertidor Flyback

Una vez representado el circuito, siguiendo el teorema de Nyquist, se debe tomar una frecuencia de muestreo al menos 2,5 veces más rápida que la señal de 300kHz. Para realizar las simulaciones se utiliza la siguiente configuración del *simulator control*, Figura 22.

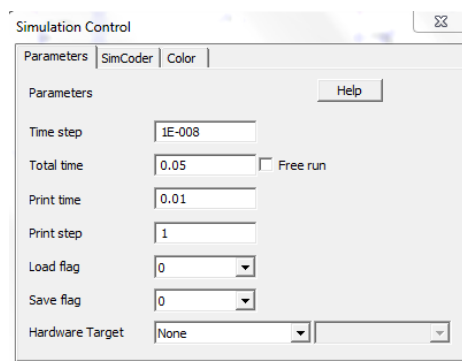


Figura 22: Simulator Control

Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

En la figura 23 se muestran las formas de onda del convertidor funcionando a 25W:

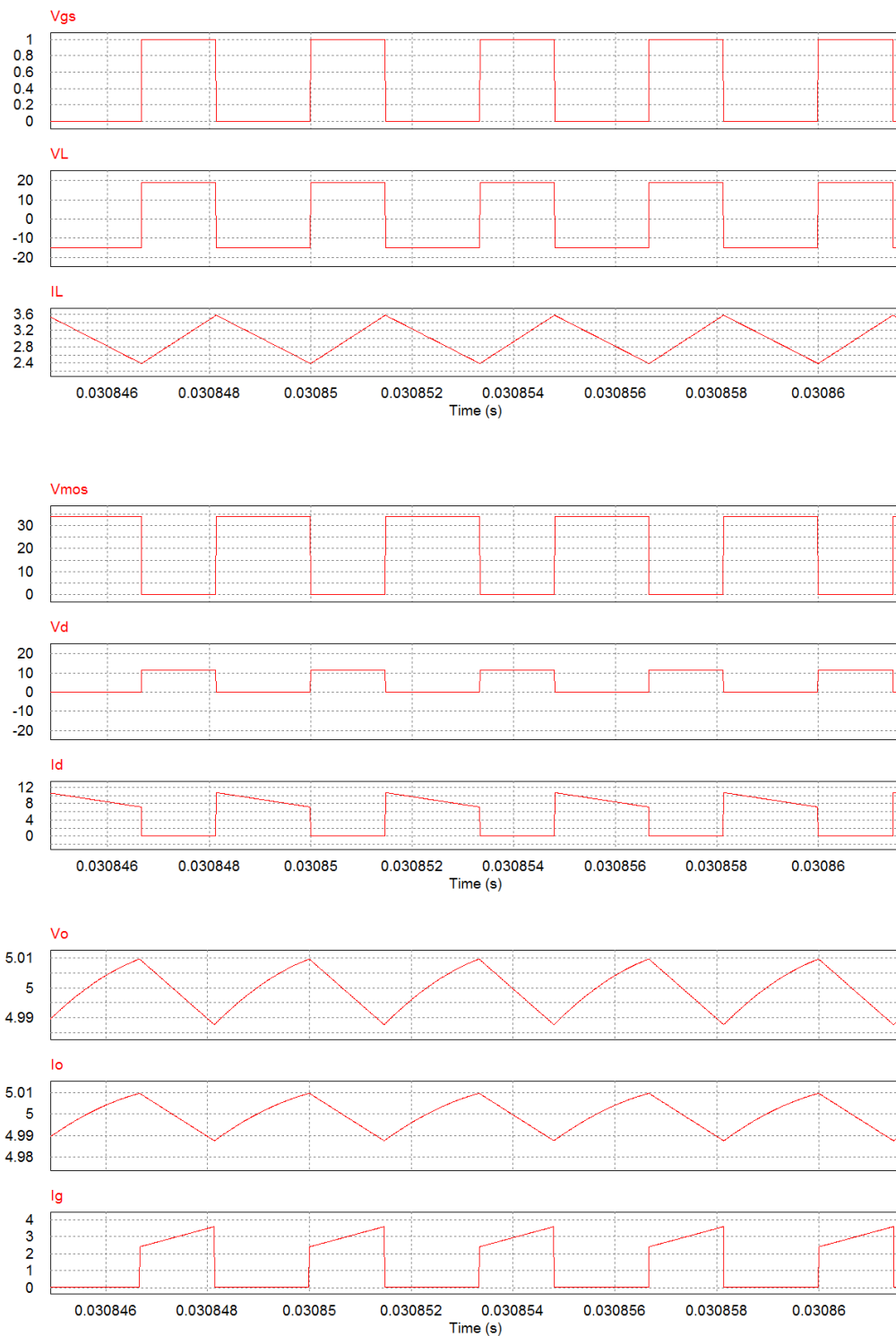


Figura 23: Simulación con transformador ideal

Valores medios Psim	
VL(V)	0
IL(A)	3,0083
Vmos(V)	10,013
Vd(V)	5
Id(A)	5
Vo (V)	5
Io(A)	5
Ig(A)	1,314

Tabla de valores medios

Como se comprueba en la simulación, los valores de corriente calculados se asemejan a los obtenidos en la simulación. Además, se comprueba que se cumple con el requisito de que la variación de la tensión de salida sea menor a un 1%.

Finalmente se calcula la eficiencia del convertidor ideal. Para ello se debe seleccionar un intervalo que esté en Régimen permanente y se calculan los valores medios.

Average Value		
Time	From	2.6421290e-002
Time	To	2.6497800e-002
Vo		4.9996193e+000
Io		4.9996193e+000
Ig		1.3140163e+000

Figura 24: Valores medios de convertidor ideal

De esta manera el rendimiento será:

$$\eta = \frac{V_o I_o}{V_g I_g} \cdot 100 \quad (51)$$

Por lo que se comprueba que la eficiencia teórica del convertidor aplicando los valores obtenidos es del 100%.

5. Diseño del transformador

En este epígrafe se abordaran todos los temas relacionados con el diseño del transformador hasta su construcción final.

5.1. Circuito equivalente

Un transformador es una maquina eléctrica estática constituida por dos devanados llamados primario y secundario. Los transformadores permiten transformar la energía eléctrica, modifican los valores de corriente y tensión en otros valores generalmente diferentes. El devanado de mayor tensión se conoce como devanado de alta tensión (A.T) y el de menor tensión se denomina devanado de baja tensión (B.T). [12]

En los transformadores reales hay que tener en cuenta que los devanados tienen una resistencia y un flujo de dispersión. El valor de la resistencia está asociado a la constitución de los devanados con el hilo de cobre.

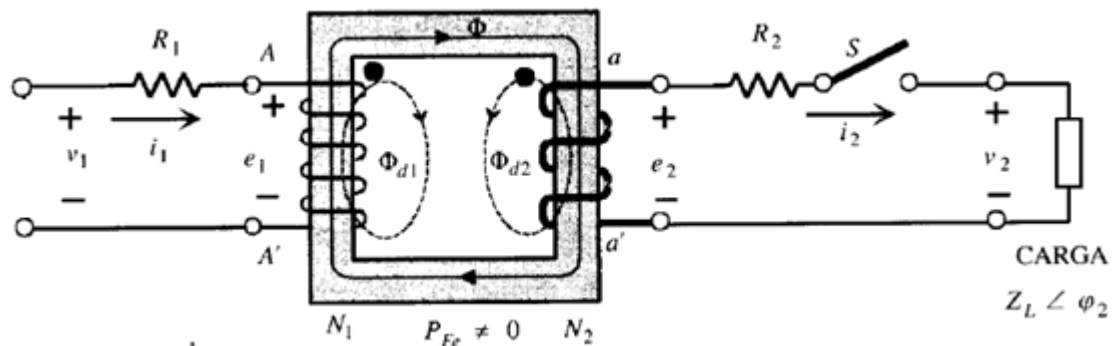


Figura 25: Transformador real con resistencias y flujos de dispersión

Debido a la complejidad del cálculo de las tensiones y corrientes de un transformador, suele recurrirse a la sustitución del transformador por su circuito equivalente asociado. Este desarrollo del circuito equivalente comienza reduciendo ambos devanados al mismo número de espiras. Para que este transformador sea equivalente al original deben conservarse las potencias activa/reactiva y su distribución entre los diversos elementos del circuito.

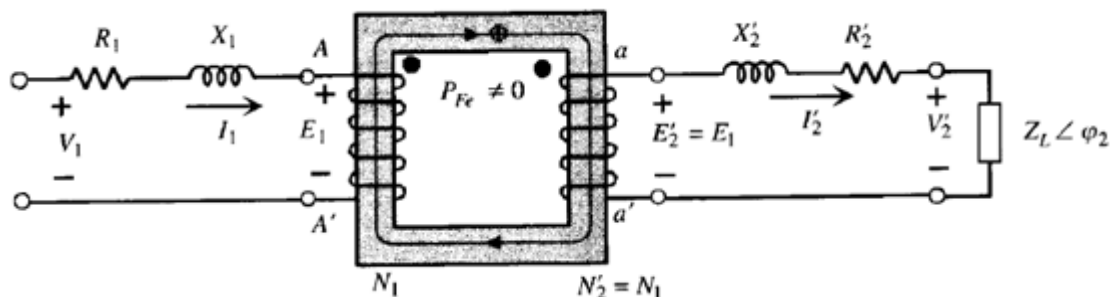


Figura 26: Circuito equivalente reducido al primario

De esta manera se obtienen las siguientes relaciones:

$$E'_2 = E_1 = mE_2 \quad (52)$$

$$V_2' = mV_2 \quad (53)$$

$$I_2' = \frac{I_2}{m} \quad (54)$$

Con estas relaciones se calcula como quedarían las impedancias del secundario reducidas al primario.

$$R_2' = m^2 R_2 \quad (55)$$

$$X_2' = m^2 X_2 \quad (56)$$

Aplicando todos estos cambios a la figura 26 se obtiene el siguiente circuito equivalente:

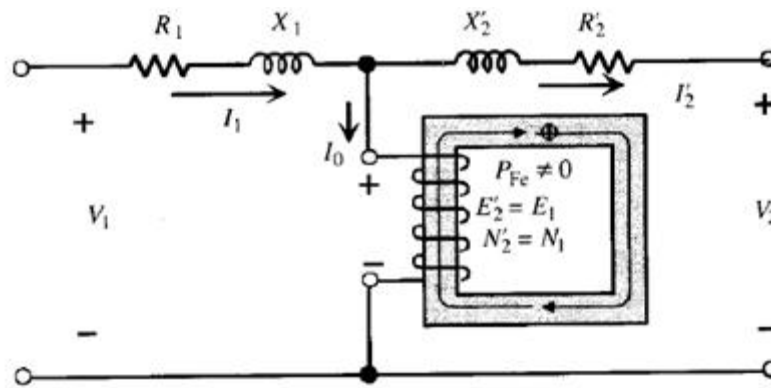


Figura 27: Circuito equivalente con 1 transformador reducido al primario

La corriente de vacío I_0 que circula por el devanado del transformador, se divide en 2 corrientes. Estas corrientes son una activa I_{fe} y otra reactiva I_μ . Las 2 corrientes generan un circuito paralelo formado por: una resistencia R_{fe} , cuyas pérdidas por efecto de Joule indican las pérdidas en el hierro del transformador y por una reactancia X_μ , por la que se deriva una corriente de magnetización del transformador. Debido a este razonamiento, se obtiene un circuito equivalente más exacto que explica el comportamiento del transformador.

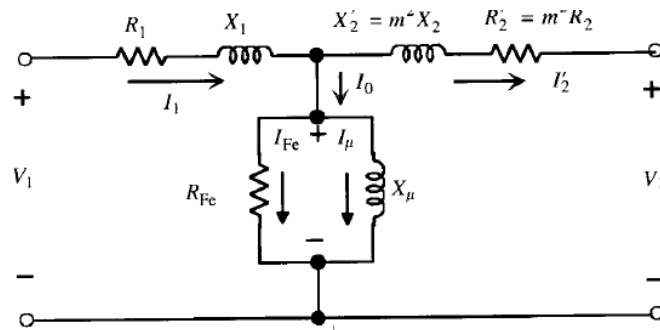


Figura 28: Circuito equivalente exacto reducido al primario

Para caracterizar el valor de estos 6 parámetros (R_1 , X_1 , R_2 , X_2 , R_{fe} y X_μ) es condición necesaria realizar 3 ensayos (por ejemplo: 1 ensayo de vacío desde el primario, 1 ensayo de vacío desde el secundario y un ensayo de cortocircuito) para poder medir las inductancias y las resistencias en cada uno de ellos. Sin embargo, para este trabajo se ha optado por modelo más sencillo de transformador, el cual se centra en las

pérdidas en el primario y la dispersión total de ambos devanados. De esta manera hay solo hay 2 impedancias a diseñar, por lo que solo habría que realizar 1 ensayo de cortocircuito y otro de vacío. Este modelo más simplificado, representa una buena medida del comportamiento del componente y permite comparar sus prestaciones en el circuito. Sin embargo, este modelo presenta las siguientes limitaciones:

- No representa la repartición de las pérdidas en el devanado al centrarlas todas en el primario.
- Los picos de tensión en el interruptor son mayores que los reales. Esto es debido a que la inductancia de dispersión está centrada en el primario.
- Es un modelo obtenido para la frecuencia de conmutación (300 kHz), pero las formas de onda del circuito no son sinusoidales puras sino cuadradas. Por lo que existen pérdidas de alta frecuencia que no se están contemplando.

De esta manera se obtiene un circuito equivalente como el de la figura 29.

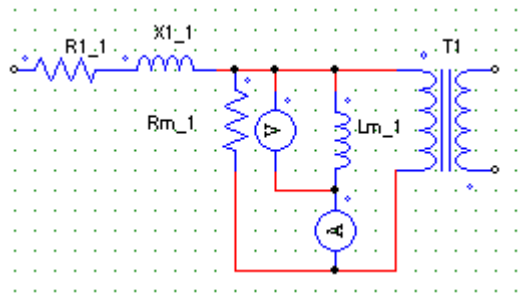


Figura 29: Circuito equivalente del transformador

5.2. Pérdidas en los transformadores

Otro aspecto fundamental en los transformadores son las pérdidas magnéticas que presentan. Cuando se trabaja a frecuencias altas, estas pérdidas se acentúan pudiendo generar graves problemas en el circuito eléctrico.

5.2.1. Efecto pelicular

En corriente continua, la densidad de la corriente que atraviesa un conductor es homogénea en toda la superficie [7]. Sin embargo en corriente alterna, la densidad de corriente aumenta en mayor medida en los bordes del conductor que en el centro, esto puede apreciarse en la Figura 30. Este fenómeno se llama efecto pelicular o efecto Kelvin. Este efecto provoca una variación en la resistencia eléctrica de un conductor y se debe a la variación de la frecuencia de la corriente eléctrica que circula por él.

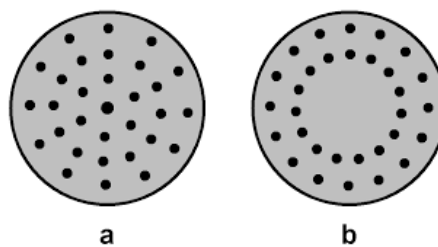


Figura 30: Efecto pelicular

Este cambio en el valor de la resistencia eléctrica se produce porque aparece una variación en el campo magnético, que es mayor en el centro, lo que genera una mayor densidad de corriente en los bordes del conductor. Esta superficie se llama profundidad superficial.

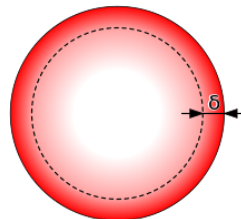


Figura 31: Profundidad superficial

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (57)$$

Dónde:

μ , permeabilidad magnética

σ , conductividad del material

Este efecto se incrementa en conductores con grandes secciones o si son macizos. Cuando aumenta la densidad de electrones en los bordes del conductor, se produce una reducción de la superficie efectiva por la que circula corriente. De este modo se produce un aumento de la resistencia del conductor.

Una de las formas más útiles de mitigar este efecto es utilizar hilo de Litz, el cual está formado por muchos conductores de pequeña sección. Dichos conductores están aliados entre sí y se conectan en los extremos.

5.2.2. Efecto de proximidad

Este efecto se produce cuando hay 2 cables conductores próximos entre sí. Al ser estos dos cables portadores de electrones, se producen fuerzas electromagnéticas que generan variaciones en la densidad de corriente en la sección de los conductores [8].

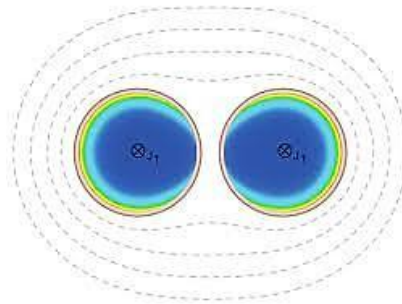


Figura 32: Efecto de proximidad

Existen 3 tipos de efectos de proximidad:

- **Directo:** Este efecto se produce cuando al aproximarse dos conductores, aumenta la densidad de corriente en los lados opuestos de las caras enfrentadas. Este es el caso de la Figura 32.
- **Inverso:** Este efecto es el contrario al directo. Se produce cuando los 2 conductores se acercan y se genera un aumento de la densidad de corriente en las caras enfrentadas.
- **Inducido:** En las piezas metálicas próximas a un conductor atravesado por una corriente, se inducen corrientes que provocan pérdidas adicionales, esto se debe al aumento indirecto de la resistencia efectiva del circuito inductor. En las piezas de acero, las pérdidas internas son todavía mayores debido a los efectos de histéresis.

5.2.3. Fringing flux

Este fenómeno se produce cuando un flujo magnético que recorre un núcleo magnético se extiende al medio que le rodea por un hueco de aire [9]. En los transformadores tipo Flyback este efecto se genera debido al entrehierro que se coloca para el almacenamiento de energía.

Los espacios de aire constituyen una discontinuidad magnética del núcleo. Como la permeabilidad relativa del aire es aproximadamente 1 y la del núcleo es mucho mayor, el flujo magnético es forzado a ir por este gap de aire que posee una reluctancia mucho mayor que el núcleo magnético.

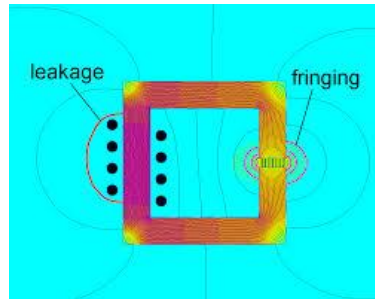


Figura 33: Efecto Fringing Flux

Este Gap de aire que posee el transformando, tiene el mismo coeficiente de permeabilidad que el volumen de aire circundante a él. De esta manera el flujo magnético que se comparte entre el espacio de aire Gap y el volumen de aire fuera del núcleo magnético, lo que provoca que aumente la resistencia del flujo magnético.

Como resultado, el Fringing Flux produce una reducción de la reluctancia del circuito magnético y un aumento de la inductancia del Gap de aire que posee el núcleo magnético.

De esta manera, en el Factor de Fringing Flux los incrementos de inductancia dependen de la geometría del núcleo magnético y se pueden aproximar con la siguiente ecuación.

$$F_{FF} = 1 + \frac{l_{gap}}{\sqrt{A_{core}}} \cdot \ln\left(\frac{2w}{l_{gap}}\right) \quad (58)$$

La magnitud del Fringing Flux es relativamente grande, debido a la concentración de flujo dentro del núcleo magnético. Por lo tanto pueden generarse importantes corrientes parásitas en el material conductor. Tales pérdidas se incrementan a altas frecuencias siguiendo el mismo principio que el de calentamiento por inducción.

De esta manera la parte de los devanados colocados al lado del espacio del aire, pueden estar sometidos a un calentamiento excesivo debido a estas corrientes parásitas. La pérdida en potencia adicional puede ser pequeña en comparación con las pérdidas totales del transformador, pero pueden generar zonas de puntos calientes.

5.3. Diseño del transformador en PExprt

Una vez terminado los cálculos y las simulaciones. El primer paso es empezar a diseñar el transformador.

Para el diseño de este elemento se va a utilizar el programa de diseño PExprt. Dicho programa se encuentra en el laboratorio de Electrónica de potencia de la Universidad Carlos III. PExprt es un programa que diseña distintas formas de construcción de transformadores, según las especificaciones introducidas en él. El programa proporciona el valor de la inductancia magnetizante conseguida con el diseño y las resistencias de los devanados. Para el cálculo de la inductancia tiene en cuenta el Fringing Flux, pero las resistencias no consideran los efectos de alterna descritos. Para calcularlos sería necesario recurrir a herramientas de simulación por elementos finitos que no se han abordado en este trabajo.

Cuando arranca el programa, pide seleccionar que tipo de elemento magnético se desea simular. En este caso, la opción elegida para este proyecto es el transformador para un convertidor Flyback.

Una vez elegida esta opción se abrirá una pestaña, cómo la mostrada en la Figura 34:

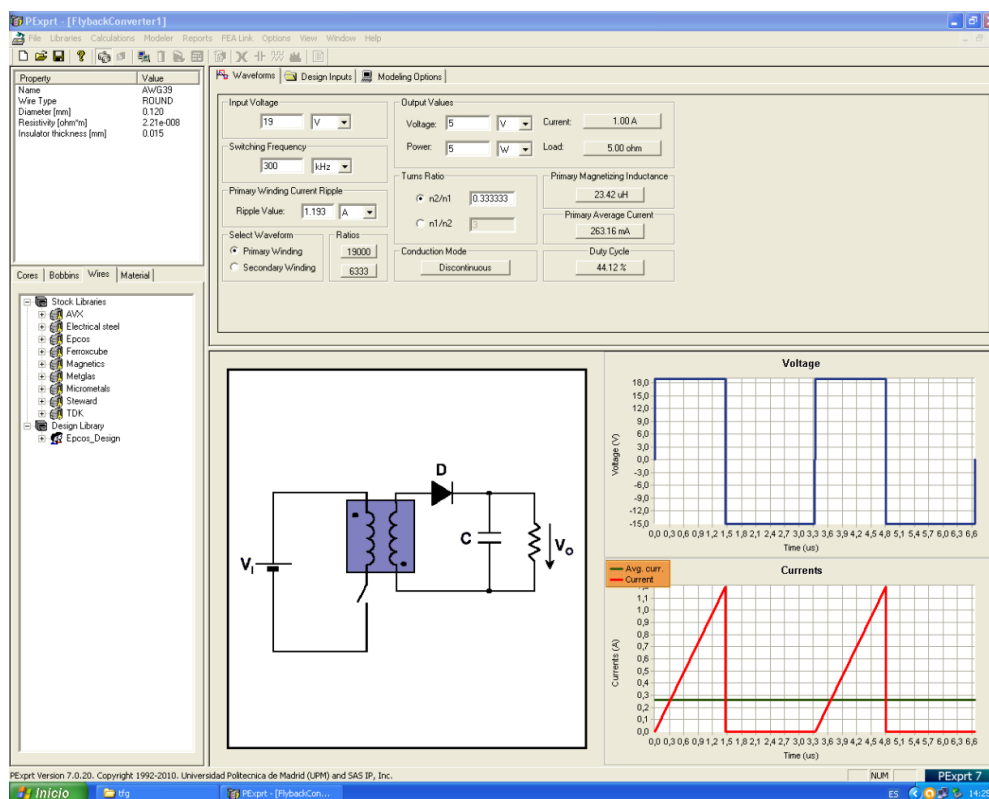


Figura 34: Menú PExprt

Se deben definir todos los patrones de simulación en este punto.

- En *Waveforms*, se especifica los valores del circuito eléctrico.
- En la pestaña *design input*, se describe cómo es el transformador que se desea simular. En el diseño de este proyecto, tendrá el gap a ambos lados del núcleo.

Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

- *Modeling options* permite implementar opciones en la simulación de temperatura ambiente, tipo de análisis de pérdidas, etc, los cuales permiten al programa filtrar los transformadores que no cumplen las especificaciones.

Finalmente en la parte izquierda de la pantalla, aparece la opción de marcar: el tipo de núcleo y su tamaño, los cables y el material.

Par este diseño se van a usar los materiales de los que se dispone en el laboratorio del Grupo de Sistemas Electrónicos de potencia:

- Para el tipo de transformador se usa el RM10/I ya que por tamaño no es ni muy grande en comparación con el circuito, ni muy pequeño para no poder usar cables de un grosor elevado.
- Respecto del material del núcleo el modelo RM10/I puede ser de Ferroxcube o TDK. Como el programa no permite hacer diseños de 2 marcas diferentes a la vez, se calculó primero uno y después otro. Las diferencias eran muy pequeñas pero el N87(TDK) tenía menos pérdidas por lo tanto fue la elección final.
- Finalmente el tipo de hilo de cobre. En el laboratorio disponía de distintos grosores de cable: AWG21 (0,8mm de diámetro), AGW29 (0,5mm), AGW30 (0,3mm), AGW33 (0,2mm) y AGW39 (0,12mm).

Con estos parámetros, se obtuvieron los siguientes resultados:

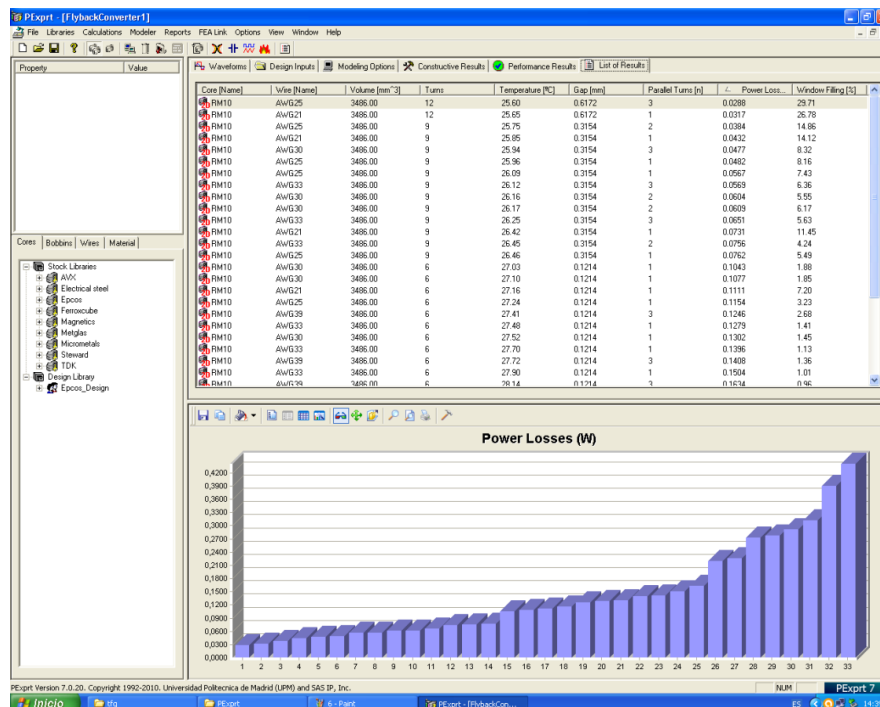


Figura 35: Simulación de transformadores

Como se puede observar en la Figura 35, el mejor transformador, según el programa, es la opción 1. El transformador utiliza AGW25 en el primario con 12 vueltas y 3 cables en paralelo.

Para poder comparar este modelo con otro similar, se utilizará la opción 3 de la lista. Dicha configuración de transformador es similar al primero, la diferencia reside en que

el primario necesita 9 vueltas con 2 cables en paralelo y el gap se ve reducido a la mitad.

Para estudiar un segundo par de transformadores, se debe elegir otro transformador distinto a la opción 1. Este es el caso de la Opción 5, la cual tiene como primario un cable del tipo AGW30 con un total de 9 vueltas y 3 cables en paralelo.

Como opción alternativa al Transformador 3, se eligió la opción 9. Este último transformador únicamente se diferencia de la opción 5 en que utiliza 2 cables en paralelo.

El comportamiento de cada uno de estos 4 transformadores será analizado para el convertidor Flyback diseñado. El diseño y fabricación de los transformadores, afectarán al rendimiento del convertidor.

5.4. Fabricación de los transformadores

El programa PExprt tiene una opción con la cual indica cómo debe fabricarse el transformador. Para ello, se debe marcar el transformador deseado y seleccionar la opción *Constructive Results*. En esta pestaña, se despliega una ventana que indicará el número de vueltas que debe tener cada terminal, junto con el número de cables en paralelo. Además, tiene un esquema de cómo debería quedar dicho transformador que sirve de orientación para el montaje. Sin embargo, los esquemas proporcionados son muy básicos porque no consideran la posibilidad de hacer estrategias de devanados como trenzado o entrelazado.

Cabe destacar que para el montaje se han realizado una serie de pasos para facilitar el montaje:

1. Para disminuir el efecto de proximidad, se ha optado por trenzar los hilos de cobre. Esta práctica además, facilita el dar vueltas al núcleo magnético del transformador. Sin embargo, cuando se usan cables de grosor elevado, por ejemplo el de 0,8mm de diámetro, esta tarea se complica realizarla a mano.
2. Con el fin de facilitar el montaje, se enrolló al núcleo magnético primero del primario y luego del secundario. Para reducir aún más el efecto de proximidad y la inductancia de dispersión, se podría enrollar los dos cables cruzándose, es decir, que hubiese capas con los dos cables. El problema es que el montaje se complica y el cable no queda suficientemente tenso, por lo que las pérdidas pueden aumentar.
3. Los dos cables se han enrollado en sentido contrario a las agujas del reloj.
4. Para diseñar el gap, se introducen trocitos de papel entre los núcleos magnéticos para fijar el espacio de aire entre ellos. El número de trozos de papel serán los necesarios para conseguir el entrehierro necesario para fijar el valor de inductancia magnetizante.

5.4.1. Transformador 1

Este transformador es la opción 1, de la lista de la figura 35.

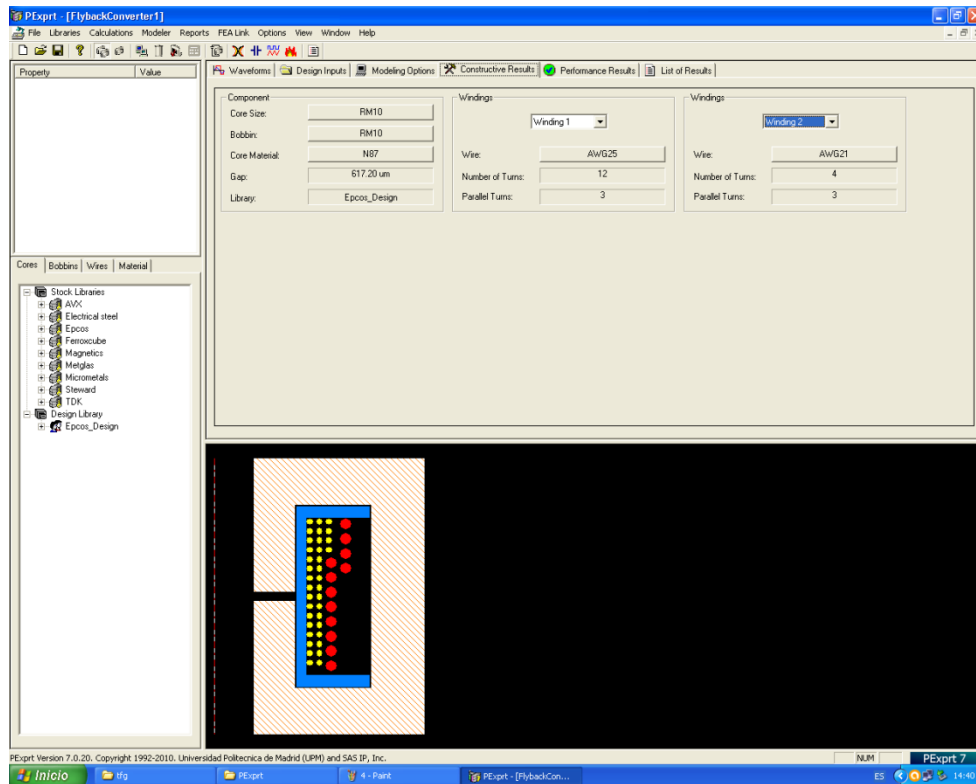


Figura 36: Transformador 1

Como se aprecia en la Figura 36, para la fabricación del transformador 1:

- En el primario se utilizara hilo de cobre de tamaño AGW25, dando un total de 12 vueltas con 3 cables en paralelo
- En el secundario se usará hilo de cobre AGW21, dando 4 vueltas con 3 cables en paralelo.
- El gap debe ser de 617,2µm, pero como va a estar repartido a ambos lados se pondrá la mitad en cada hueco.



Figura 37: Transformador 1

5.4.2. Transformador 2

Este transformador es la opción 3, de la lista de la figura 35.

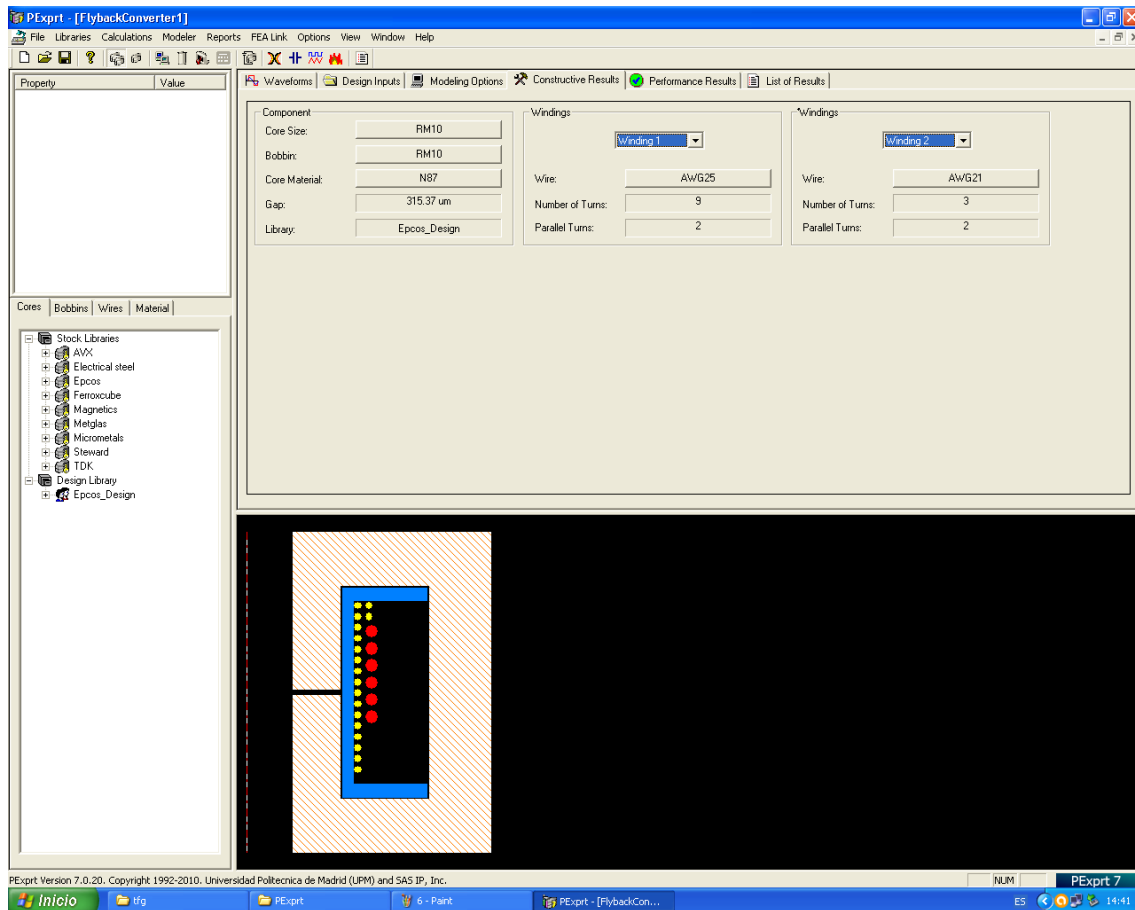


Figura 38: Transformador 2

Para fabricar el transformador 2 se debe cumplir que:

- El primario utilice un hilo de cobre AGW25, dando 9 vueltas al núcleo con 2 cables en paralelo.
- El terminal secundario tenga un hilo de cobre AGW21, dando 3 vueltas al núcleo con 2 cables en paralelo.
- El transformador debe tener un gap total de 315,37µm, repartido a ambos lados.



Figura 39 : Transformador 2

5.4.3. Transformador 3

Esta opción es la número 5 de la lista de la figura 35.

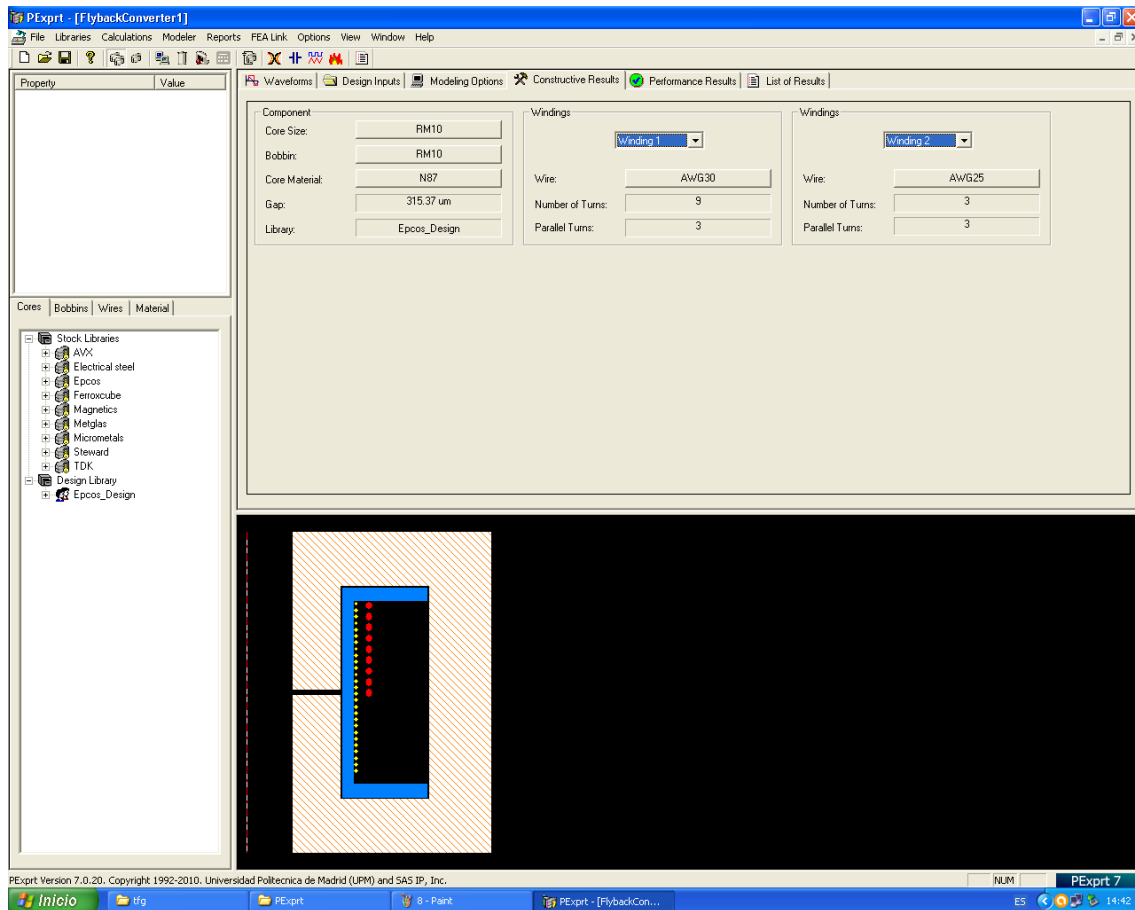


Figura 40: Transformador 3

Las características de fabricación de este transformador, según la Figura 40 son:

- El terminal del primario utiliza un hilo de cobre AGW30, dando 9 vueltas alrededor del núcleo magnético con 3 cables en paralelo.
- El terminal del secundario necesita de un hilo de cobre AGW25, dando 3 vueltas alrededor del núcleo magnético con 3 cables en paralelo.
- El gap de aire total mide 315,37µm, repartido a ambos lados del material magnético.



Figura 41: Transformador 3

5.4.4. Transformador 4

Este último transformador es la Opción 9 e la lista de la figura 35.

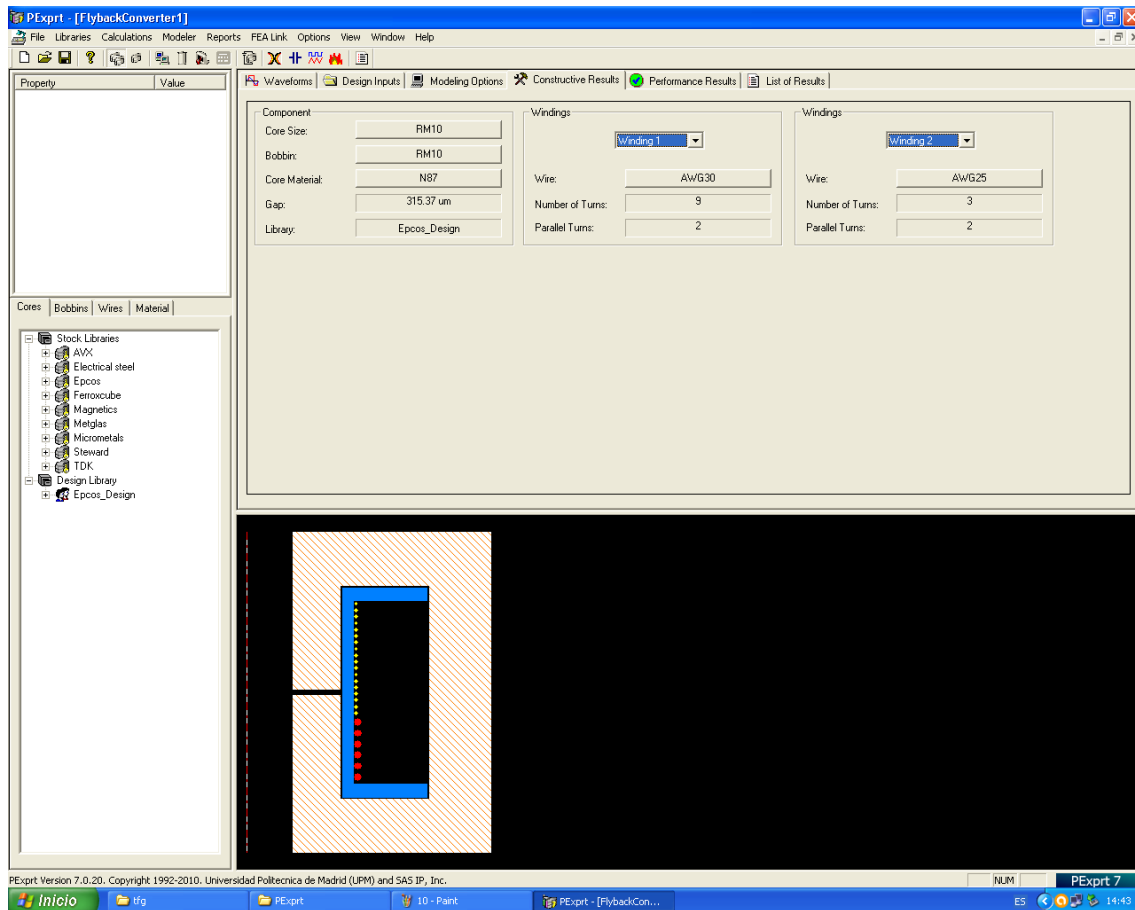


Figura 42: Transformador 4

Este transformador se caracteriza por:

- El terminal primario utiliza hilo de cobre AGW30. Dando 9 vueltas al núcleo magnético con 2 cables en paralelo.
- El terminal secundario está formado por un hilo de cobre AGW25, dando un total de 3 vueltas al núcleo magnético con 2 cables en paralelo.
- El gap total del transformador es 315,37μm, repartido a ambos lados del material magnético.



Figura 43: Transformador 4

6. Medida real de los transformadores

En este epígrafe se va a obtener el circuito equivalente de cada uno de los transformadores fabricados, para posteriormente analizar la eficiencia que tiene el convertidor con cada uno de ellos.

6.1. Introducción

Con el objetivo de determinar el circuito equivalente de cada transformador, se va a recurrir a realización de una serie de ensayos. Estos ensayos van a permitir medir las pérdidas que tienen cada uno de los transformadores fabricados.

En concreto los ensayos que se van a utilizar son: el ensayo de vacío o circuito abierto y el ensayo de cortocircuito.

6.1.1. Ensayo de Vacío o circuito abierto

Este ensayo consiste en aplicar una tensión determinada al primario, teniendo para ello el terminal secundario abierto. Cuando se le aplica tensión nominal al primario es necesario hacer una medición de: la potencia absorbida P_o , la corriente de vacío I_o y la tensión del secundario [10].

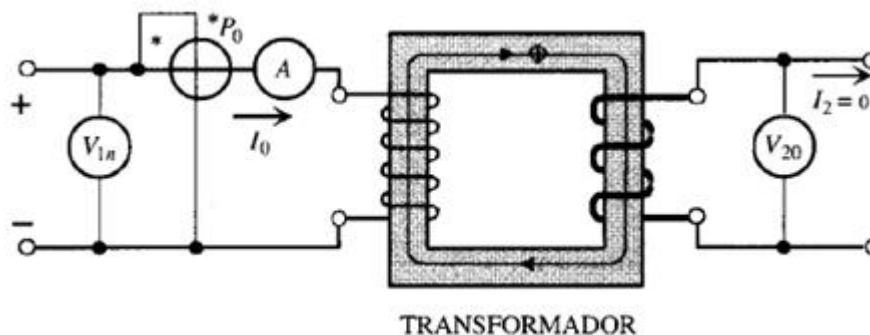


Figura 44: Ensayo de vacío [12]

Como el valor de I_o es pequeño, la potencia que disipan las pérdidas en el cobre es despreciable

Por otro lado, el valor de V_{1n} coincide prácticamente con el valor E_1 , donde E_1 es la tensión en el arrollamiento del primario. De esta manera, se obtienen los parámetros R_{fe} y X_μ :

$$R_{fe} = \frac{V_1}{I_{fe}} \quad (59)$$

$$X_\mu = \frac{V_1}{I_\mu} \quad (60)$$

Sabiendo que:

$$I_{fe} = I_o \cos \varphi_o \quad (61)$$

$$I_{\mu} = I_o \sin \varphi_o \quad (62)$$

Con el ensayo de vacío se pueden calcular las pérdidas en el hierro del transformador y los parámetros de la rama paralela del circuito equivalente.

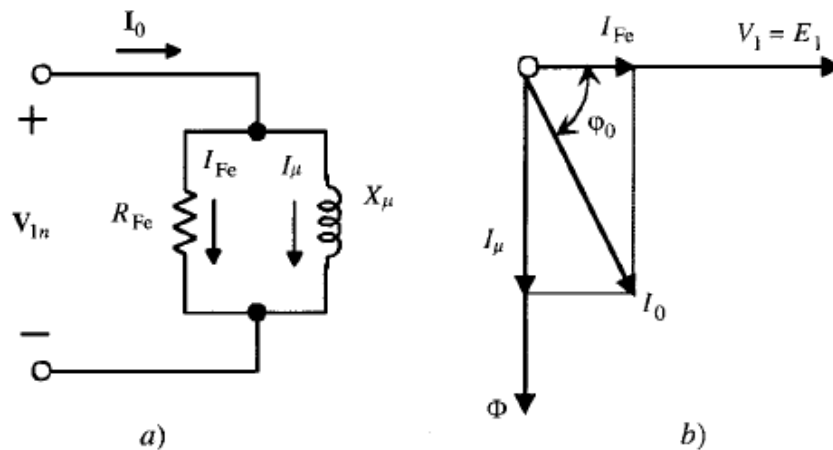


Figura 45: Circuito equivalente y diagrama fasorial [12]

También se puede aplicar en el secundario, de esta forma obtendría también el circuito equivalente visto desde ese terminal.

6.1.2. Ensayo de Cortocircuito

Para la realización de este ensayo es necesario cortocircuitar el uno de los dos devanados y aplicar una tensión desde el otro terminal. Generalmente este ensayo se realiza aplicando tensión en la zona de Altas Tensiones, de esta manera la tensión a medir sería menor que la nominal y la corriente tendría un valor razonable.

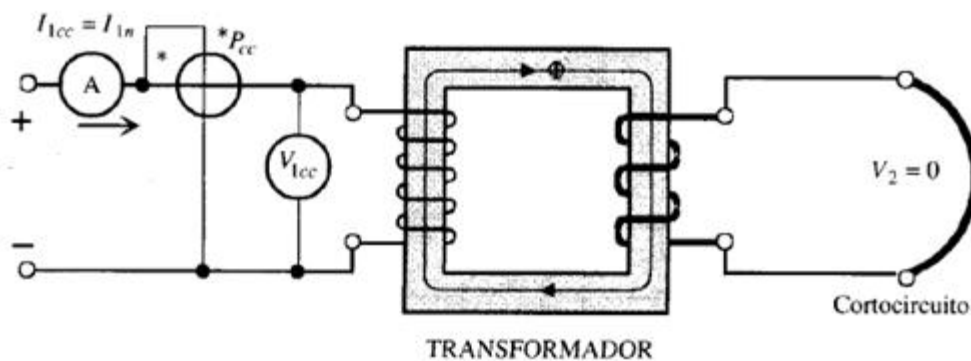


Figura 46: Ensayo de Cortocircuito [12]

La tensión aplicada debe ser tal que, las pérdidas en el hierro se pueden considerar despreciable generando al generarse un flujo magnético pequeño. El ensayo de cortocircuito permite que la potencia absorbida coincida con las pérdidas en el cobre, obteniendo el siguiente circuito equivalente.

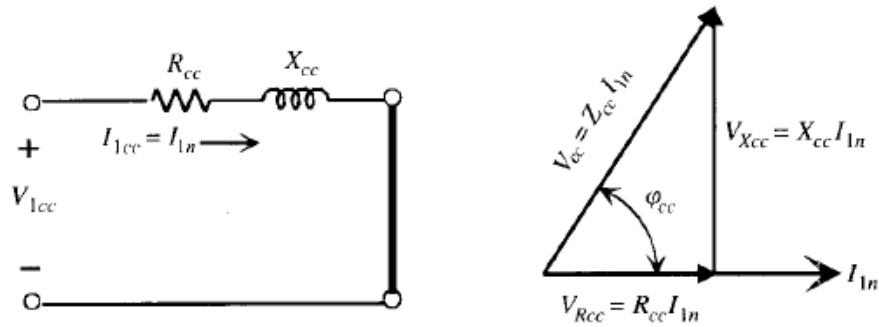


Figura 47: Circuito equivalente y diagrama fasorial [12]

Si se toma la corriente como referencial, como se muestra en la Figura 47, se puede deducir que:

$$R_{cc} = \frac{V_{1cc}}{I_{1n}} \cos \varphi_{cc} \quad (63)$$

$$X_{cc} = \frac{V_{1cc}}{I_{1n}} \sin \varphi_{cc} \quad (64)$$

Con el ensayo de Cortocircuito se calculan los parámetros de la rama serie del circuito equivalente del transformador. Cabe destacar que este ensayo permite calcular la impedancia total del transformador, sin embargo no da información de la distribución de estos valores entre el primario y el secundario.

6.2. Cálculo de los parámetros de los transformadores

A continuación se procederá a la medición de las impedancias de los transformadores. Para ello, se realizarán los ensayos de Vacío y de Cortocircuito con un Analizador de impedancias HEWLETT Impedance Analyzer 4194A.

El manejo de HEWLETT Impedance Analyzer 4194A se basa en hacer pasar una corriente por el componente para calcular su impedancia. Para ello, hay que conectar un terminal del transformador, el cual se le quiere someter a tensión, a los puntos de alimentación que se muestran en la Figura 48. Una vez conectadas, el aparato emite un sonido de confirmación de funcionamiento y empieza a mostrar datos en la pantalla.

Se selecciona un barrido R_s - L_s para calcular las impedancias del circuito. Para hacer el barrido en frecuencia, se modifica la opción de *Sweep* a logarítmica. Por último, se coloca los puntos de medición en la frecuencia de 300kHz y se aplica autoescala para obtener los datos de las impedancias.

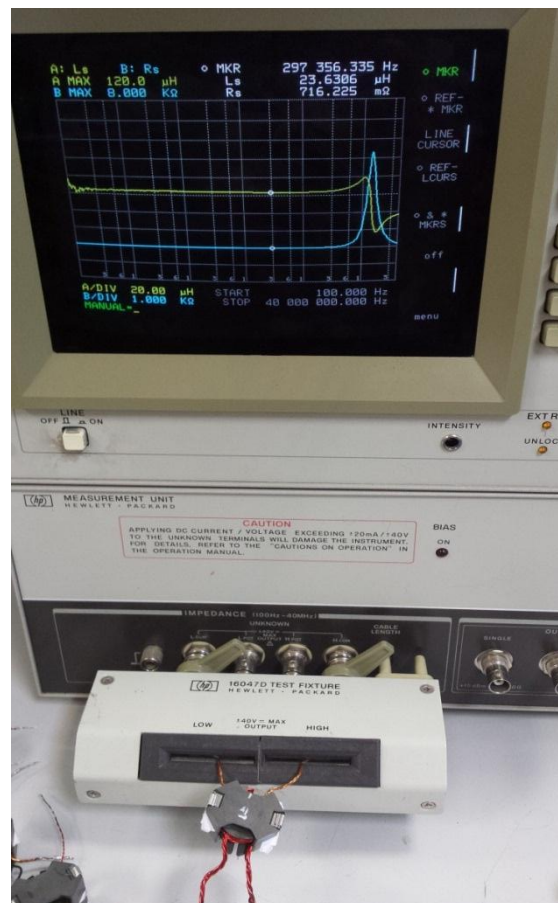


Figura 48: Ejemplo de uso

6.2.1. Resultados del Transformador 1

6.2.1.1. Ensayo de Vacío en el primario

Con este ensayo, se obtendrán los valores de R_m y L_m . En caso de que L_m sea muy distinta a la calculada en los apartados anteriores, se debe modificar su Gap para conseguir la inductancia requerida.

- Si el valor obtenido es menor que el esperado se aumenta el Gap.
- Si el valor obtenido es superior al esperado se reduce el Gap.

En cualquiera de los dos caso, siempre se intentará dejar el valor de la inductancia lo más parecido posible. De esta manera, no se producirá una variación de corriente por la bobina descontrolada que pueda afectar al diseño del circuito.

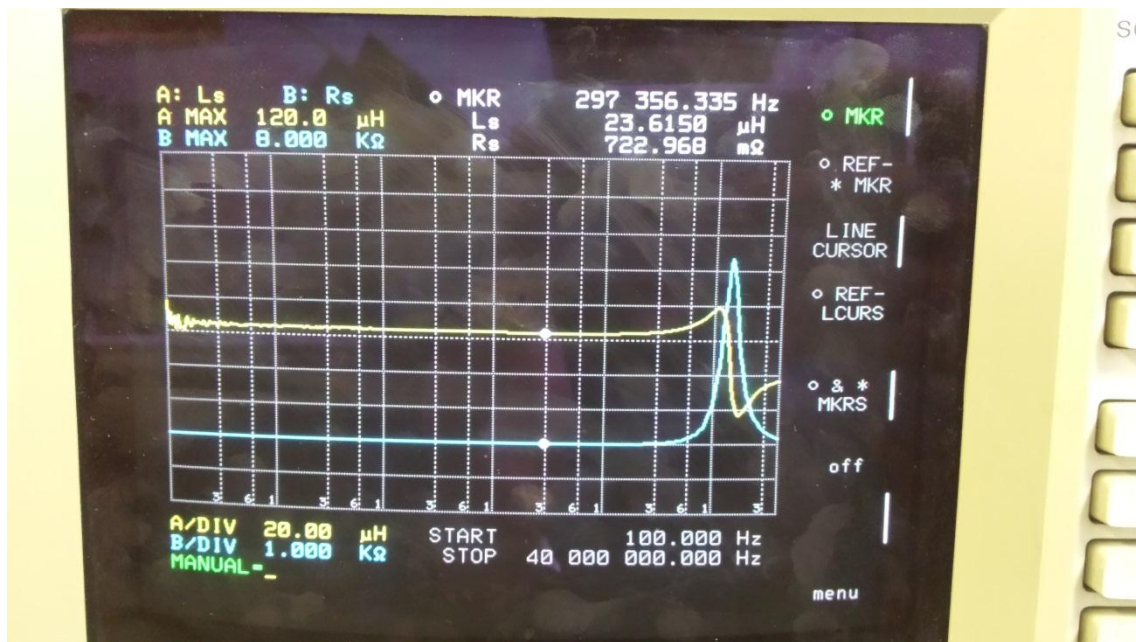


Figura 49: Transformador 1 ensayo de Vacío en el primario

Con se observa en la figura 49, el transformador 1 tiene:

$$R_{ms}=722,968\text{m}\Omega$$

$$L_{ms}=23,615\mu\text{H}$$

Estos valores son tomados como componentes en serie, por lo que hay que convertirlos a un circuito en paralelo.

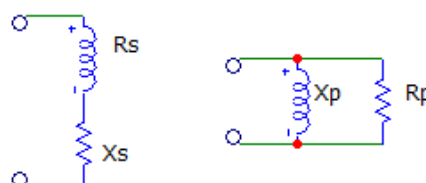


Figura 50: Esquema Serie-Paralelo

Para ello se debe aplicar las siguientes ecuaciones:

$$R_p = \frac{R_s^2 X_s^2}{R_s} \quad (65)$$

$$X_p = \frac{R_s^2 X_s^2}{X_s} \quad (66)$$

Dónde:

$$R_s = R_{ms} \quad (67)$$

$$X_s = 2\pi f L_{ms} \quad (68)$$

$$L_m = \frac{X_p}{2\pi f} \quad (69)$$

Aplicando esta conversión, se obtiene:

$$R_m = 2565,116344\Omega$$

$$L_m = 23,6221\mu H$$

6.2.1.2. Ensayo de Cortocircuito en el primario

Con este segundo ensayo se va a determinar el valor de R_1 y L_d , para ello se debe cortocircuitar el secundario del transformador y volver a medir.

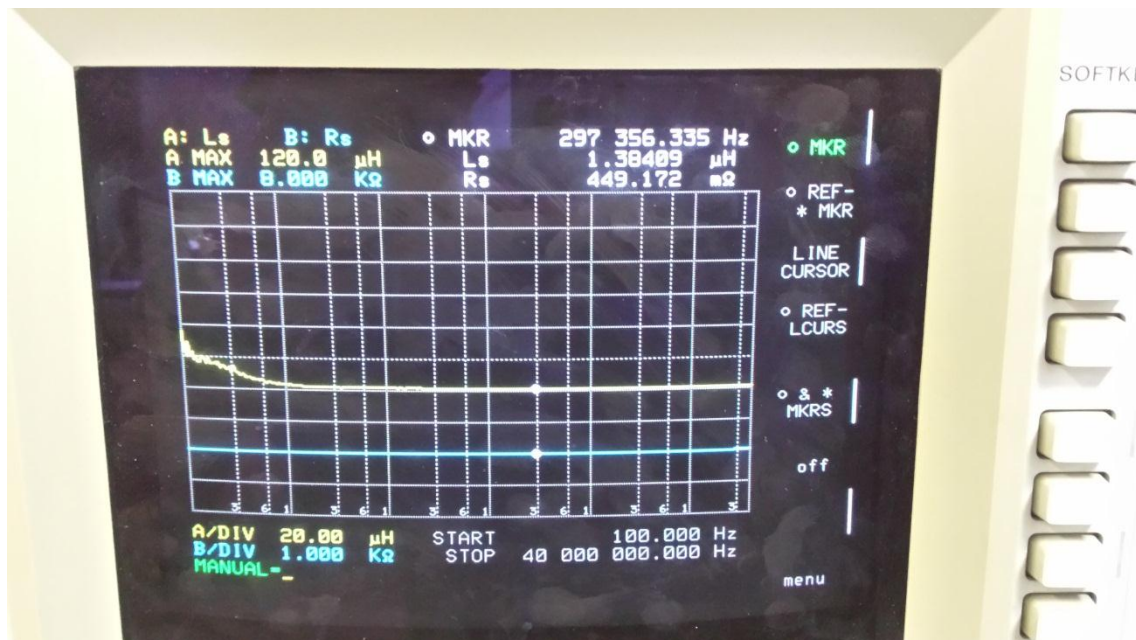


Figura 51: Transformador 1 ensayo de Cortocircuito en el primario

Observando los resultados de la figura 51, se obtiene que:

$$R_1 = 449,172m\Omega$$

$$L_d = 1,38409\mu H$$

Una vez ya se han realizado estos 2 ensayos, se tiene las impedancias referidas al primario y se puede simular sus resultados de manera más aproximada.

6.2.2. Resultados del Transformador 2

A continuación, se calcula los parámetros del transformador 2

6.2.2.1. Ensayo de Vacío en el primario

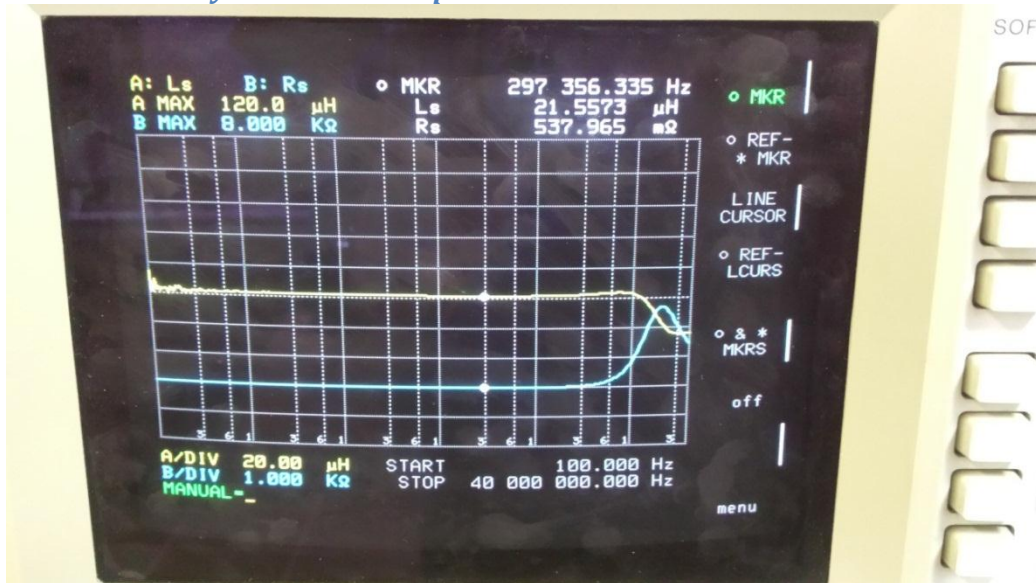


Figura 52: Transformador 2 ensayo de Vacío en el primario

Con las impedancias resultantes del primer ensayo del transformador 2 (Figura 52), se obtiene los valores de la rama paralela utilizando las ecuaciones (65) y (66).

$$R_m = 3069,87246 \Omega$$

$$L_m = 21,561 \mu H$$

6.2.2.2. Ensayo de Cortocircuito en el primario

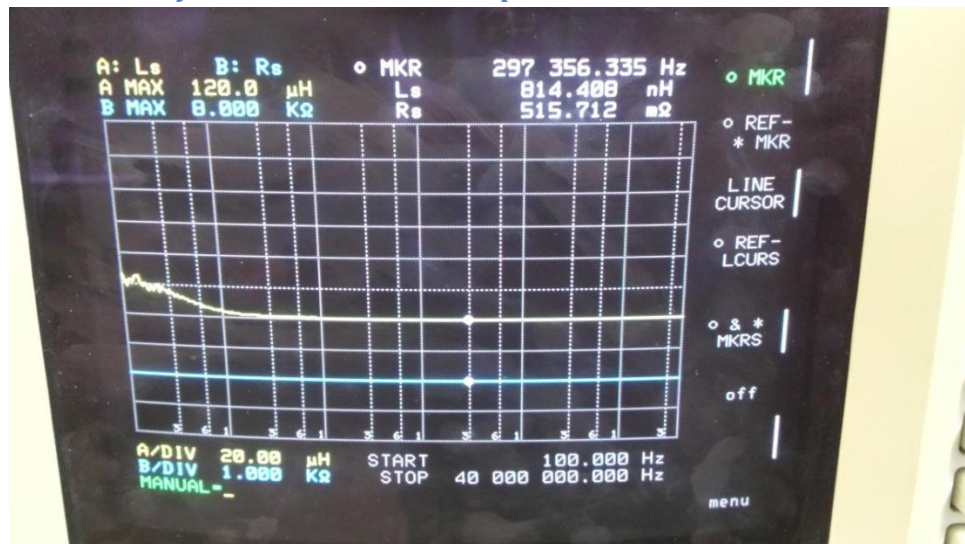


Figura 53: Transformador 2 ensayo de Cortocircuito en el primario

Para el ensayo de Cortocircuito, se observa que:

$$R_1 = 515,712 m\Omega$$

$$L_d = 0,814408 \mu H$$

6.2.3. Resultados del Transformador 3

Ahora se va a realizar la medición del tercer transformador.

6.2.3.1. Ensayo de Vacío en el primario

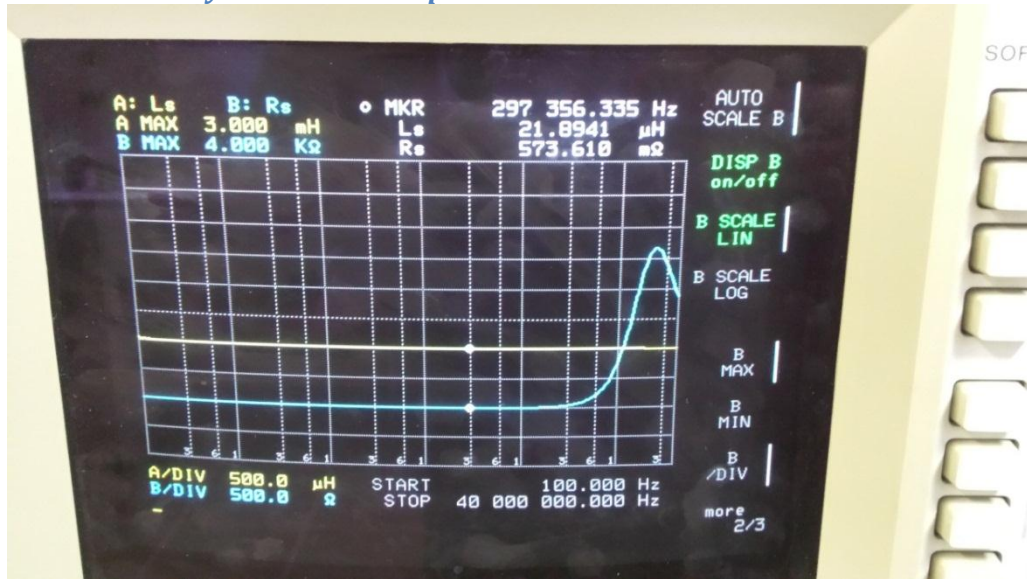


Figura 54: Transformador 3 ensayo de Vacío en el primario

Con las impedancias resultantes del primer ensayo del transformador 3 (Figura 54), se obtiene los valores de la rama paralela utilizando las ecuaciones (65) y (66).

$$R_m = 2969,77549 \Omega$$

$$L_m = 21,898 \mu H$$

6.2.3.2. Ensayo de Cortocircuito en el primario

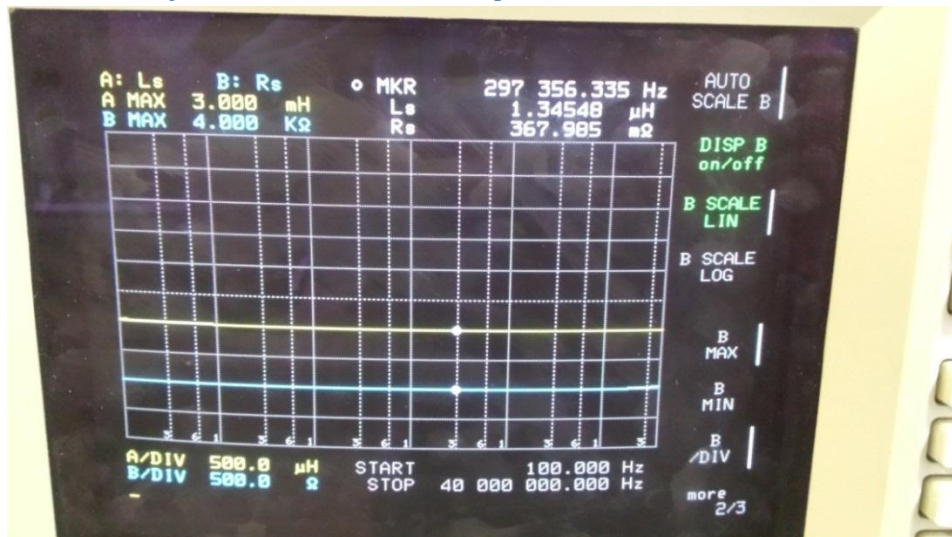


Figura 55: Transformador 3 ensayo de Cortocircuito en el primario

Para el ensayo de Cortocircuito, se obtiene que :

$$R_1 = 367,985 m\Omega$$

$$L_d = 1,34548 \mu H$$

6.2.4. Resultados del Transformador 4

Finalmente se realizan las pruebas del transformador 4

6.2.4.1. Ensayo de Vacío en el primario

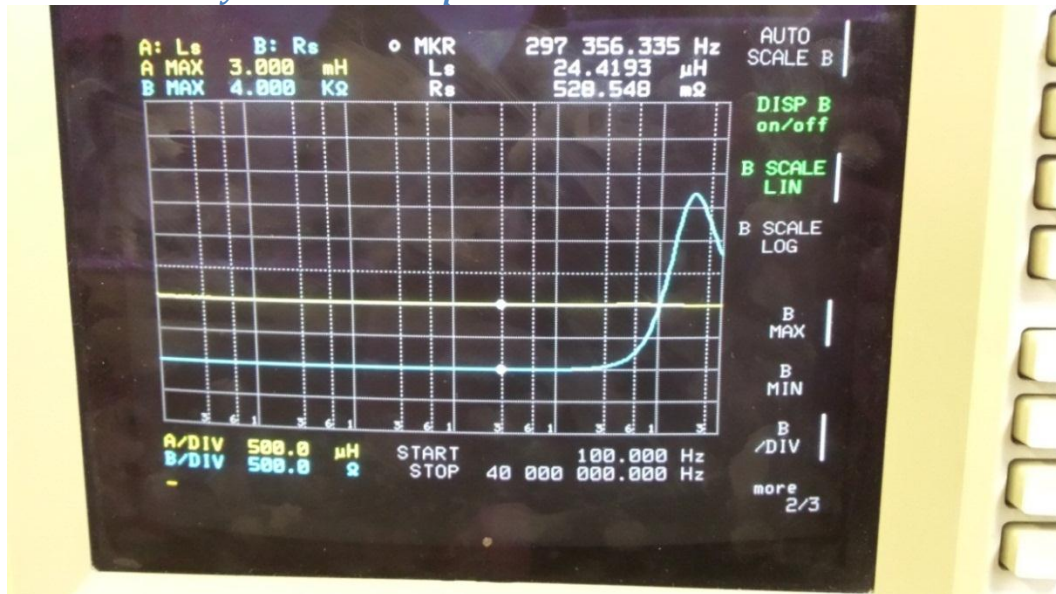


Figura 56: Transformador 4 ensayo de Vacío en el primario

Con las impedancias resultantes del primer ensayo del transformador 4 (Figura 56), se obtiene los valores de la rama paralela utilizando las ecuaciones (65) y (66).

$$R_m = 4009,05019 \Omega$$

$$L_m = 24,423 \mu H$$

6.2.4.2. Ensayo de Cortocircuito en el primario

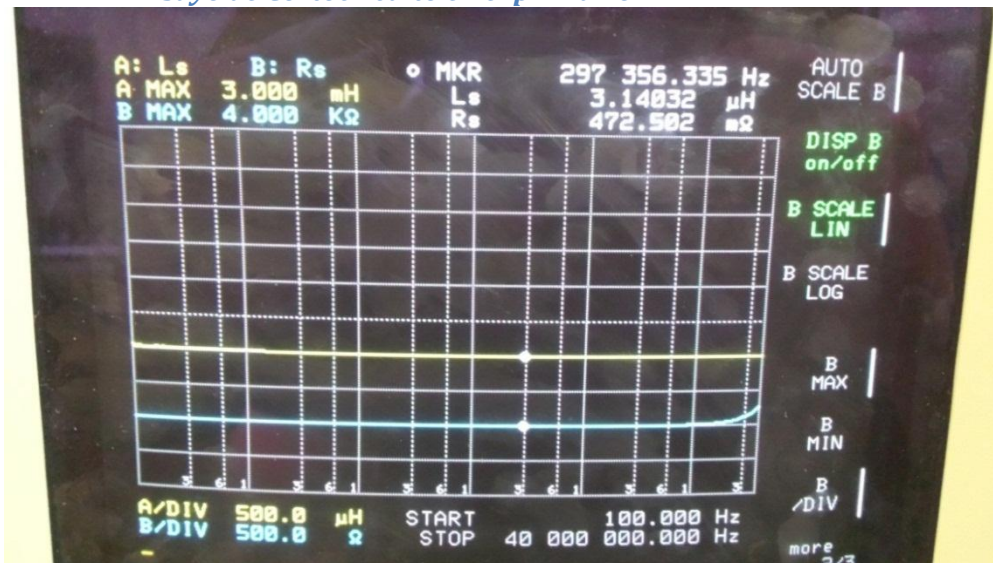


Figura 57: Transformador 4 ensayo de Cortocircuito en el primario

Para el ensayo de Cortocircuito, se obtiene que:

$$R_1 = 472,502 m\Omega$$

$$L_d = 3,14032 \mu H$$

6.3. Simulación de los convertidores en Psim y cálculo de la eficiencia

En este epígrafe, una vez obtenidos todos los parámetros de los transformadores, se procederá a realizar una simulación de su comportamiento en el convertidor diseñado, para obtener las formas de onda de los componentes que forman el convertidor. Por último, se calculará la eficiencia de cada uno de los convertidores.

6.3.1. Simulación convertidor 1

La Figura 58 se muestra el esquema que va a simular el comportamiento del convertidor utilizando el transformador 1.

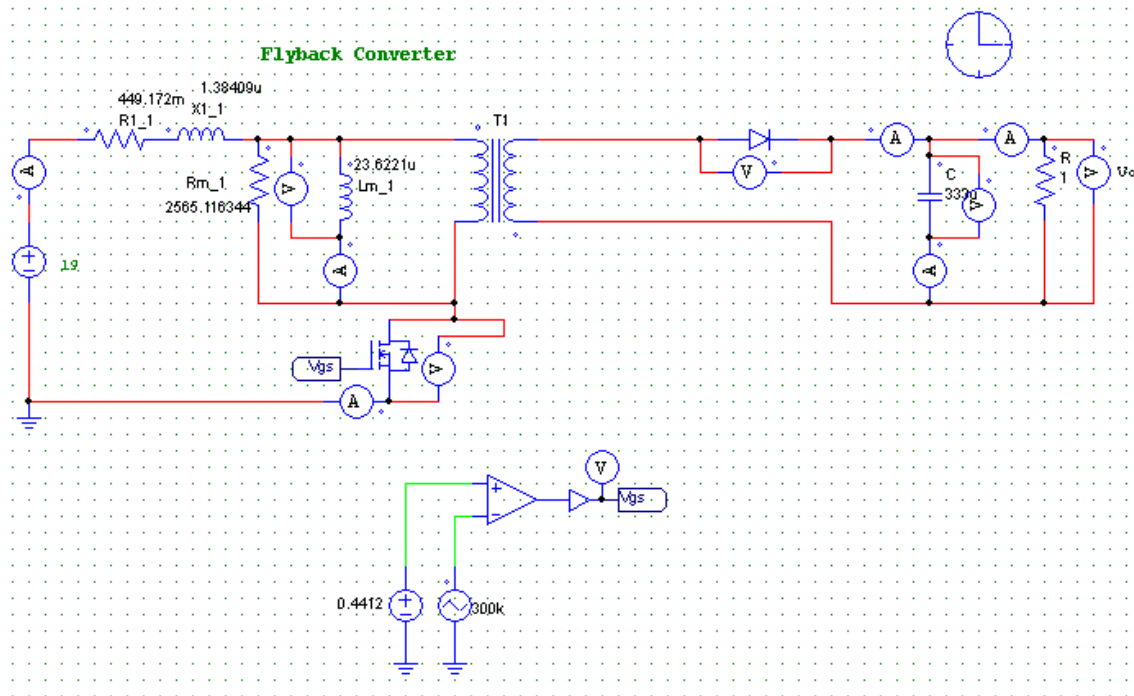


Figura 58: Esquema convertidor 1

Una vez simulado el circuito, la Figura 59 muestra las formas de onda de los componentes del convertidor. Dónde:

V_{gs} corresponde con la señal de disparo que entra por la puerta del Mosfet.

V_{L1} es la tensión de la inductancia magnetiante.

I_1 es la corriente que circula por la inductancia magnetiante

V_{mos} es la tensión del Mosfet.

V_d es la tensión del diodo.

I_d Es la corriente que atraviesa el diodo.

V_o Es la tensión de salida del convertidor.

I_o corresponde a la corriente de salida del convertidor.

I_g Es la corriente que suministra la fuente de alimentación.

Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

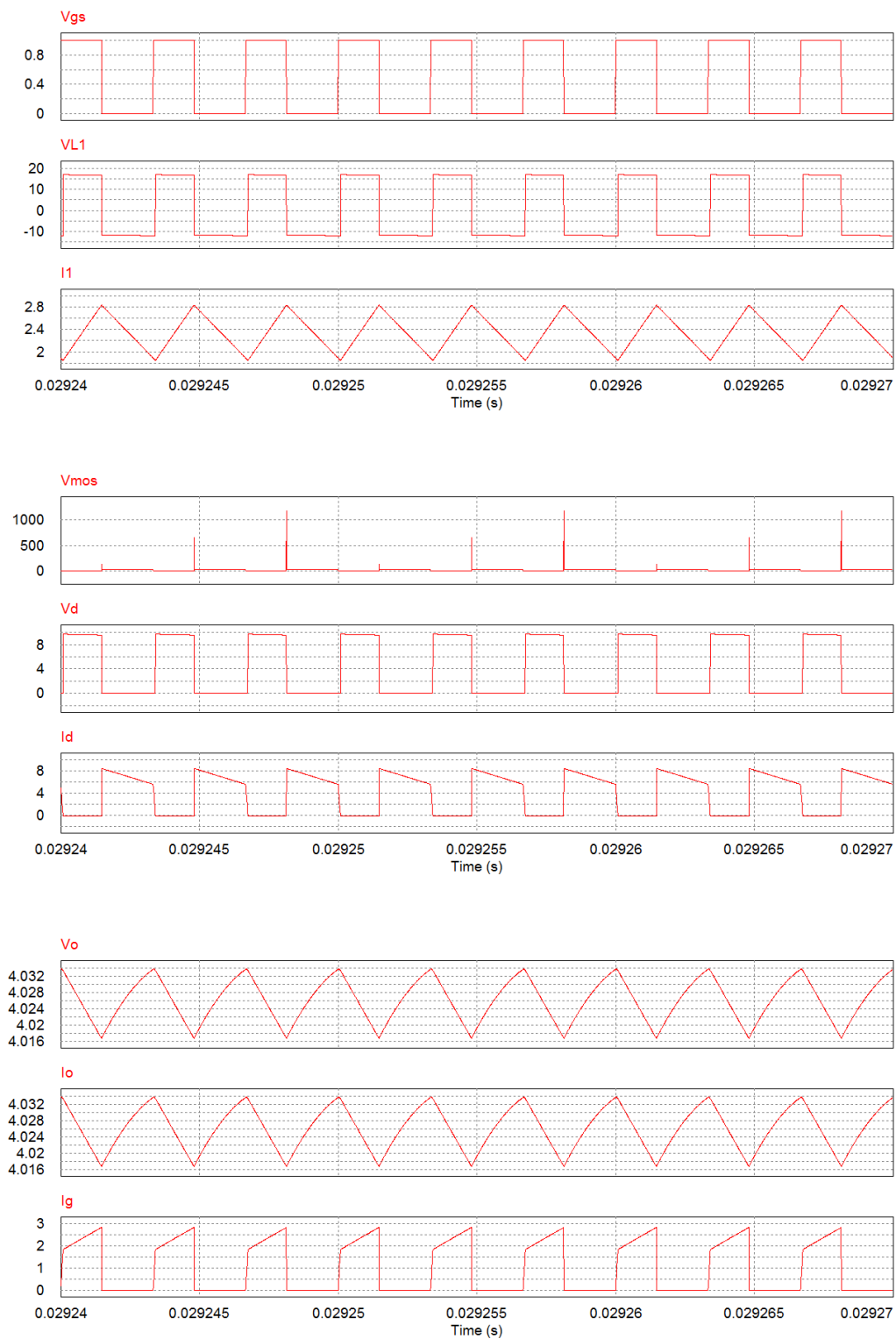


Figura 59: Formas de onda del convertidor 1

Valores medios Psim	
VL(V)	0
IL(A)	2,34
Vmos(V)	19,23
Vd(V)	4
Id(A)	4
Vo (V)	4
Io(A)	4,02
Ig(A)	1

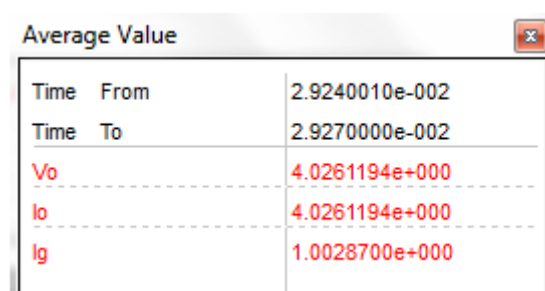
Tabla de valores medios del convertidor 1

Como se puede apreciar en las formas de onda del convertidor 1, la tensión de salida no llega a alcanzar los 5 voltios. Esto es debido a las pérdidas que presenta el convertidor, las cuales provocan que la corriente que circula por la inductancia magnetizante no llegue su valor teórico.

Las impedancias que presenta el transformador a modo de pérdidas, generan que las señales cuadradas de tensión de la bobina sufran una caída de su valor. Esto se traduce en una reducción de su valor medio. Como la inductancia magnetizante recibe menos tensión, la variación de corriente que se produce en la inductancia es menor como se aprecia en la ecuación (25). Este efecto de corriente se propaga por todo el circuito ya que el transformador modifica la corriente del secundario en función de la corriente que atraviesa la inductancia magnetizante. Este problema se puede solucionar aumentando el valor del ciclo de trabajo, de esta manera se aumenta el tiempo que la bobina se carga.

Otro problema que se observa son picos de tensión en las formas de onda del Mosfet. Estos picos comprometen el funcionamiento y la integridad del sistema, ya que el Mosfet podría llegar a romperse ante semejante nivel de tensión. Estas sobretensiones se producen debido a la inductancia L_d que tiene el transformador. Cuando el Mosfet se abre, se produce una variación brusca en la corriente de dicha inductancia, lo que se traduce en un incremento descontrolado en la tensión.

A continuación, se procede al cálculo de la eficiencia de este convertidor, para el cálculo se utiliza la ecuación (51). Los valores medios de corriente y tensión necesarios se muestran en la Figura 60.



Average Value	
Time From	2.9240010e-002
Time To	2.9270000e-002
Vo	4.0261194e+000
Io	4.0261194e+000
Ig	1.0028700e+000

Figura 60: Valores medios del convertidor 1

De esta manera, aplicando estos los valores de la Figura 60 a la ecuación (51):

$$\eta = 85,06\%$$

El rendimiento en el convertidor real decae debido a las pérdidas en la fabricación del transformador. Para cumplir las especificaciones, habría que modificar el ciclo de trabajo para que la tensión a la salida fuera de 5 voltios y de esta forma obtener la tensión de salida específica de funcionamiento.

6.3.2. Simulación convertidor 2

El esquema del convertidor con el transformador 2 es el siguiente.

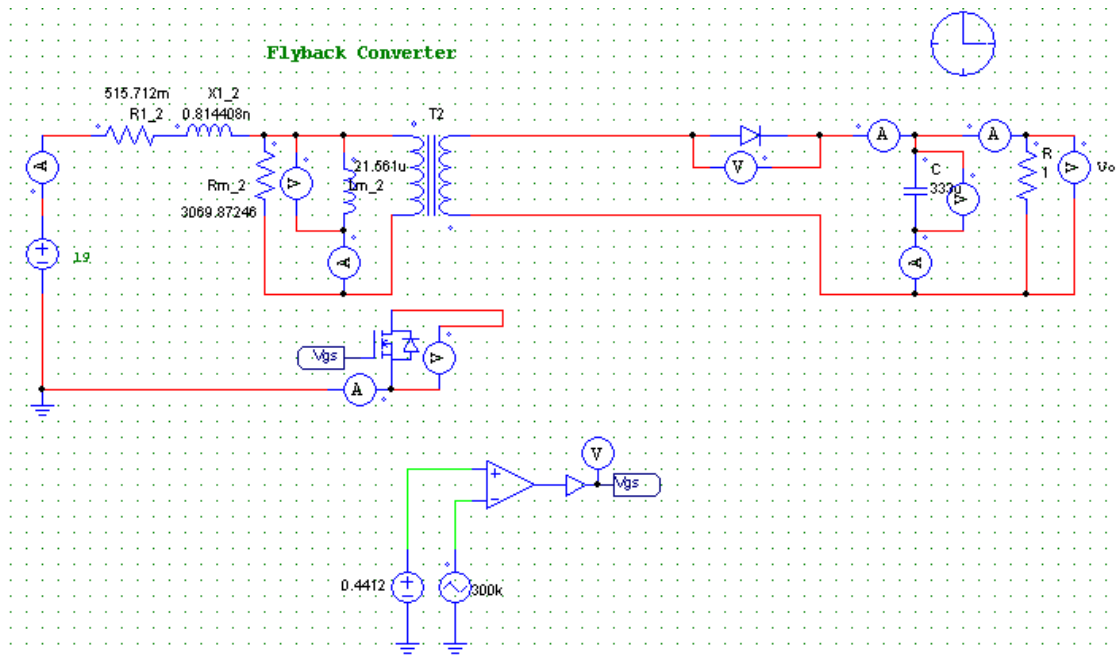
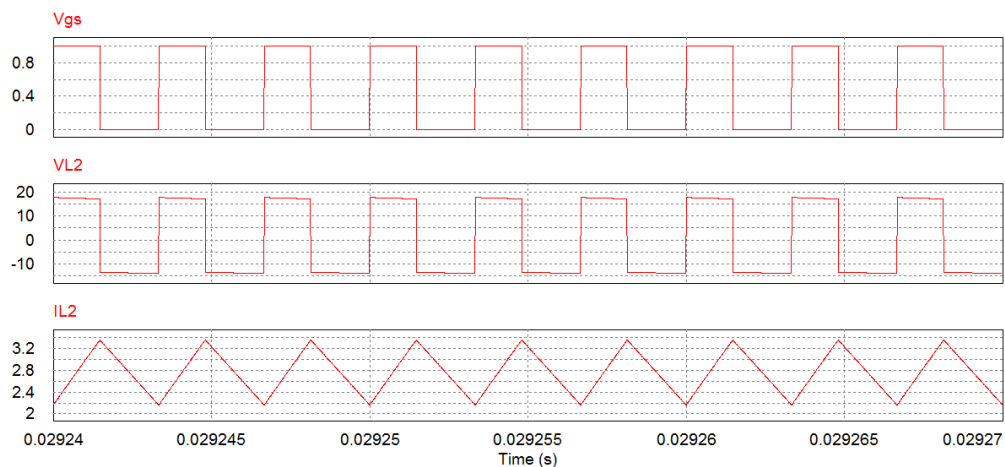


Figura 61: Esquema convertidor 2

Las formas de onda correspondientes al convertidor de la Figura 61, son las mostradas a continuación.



Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

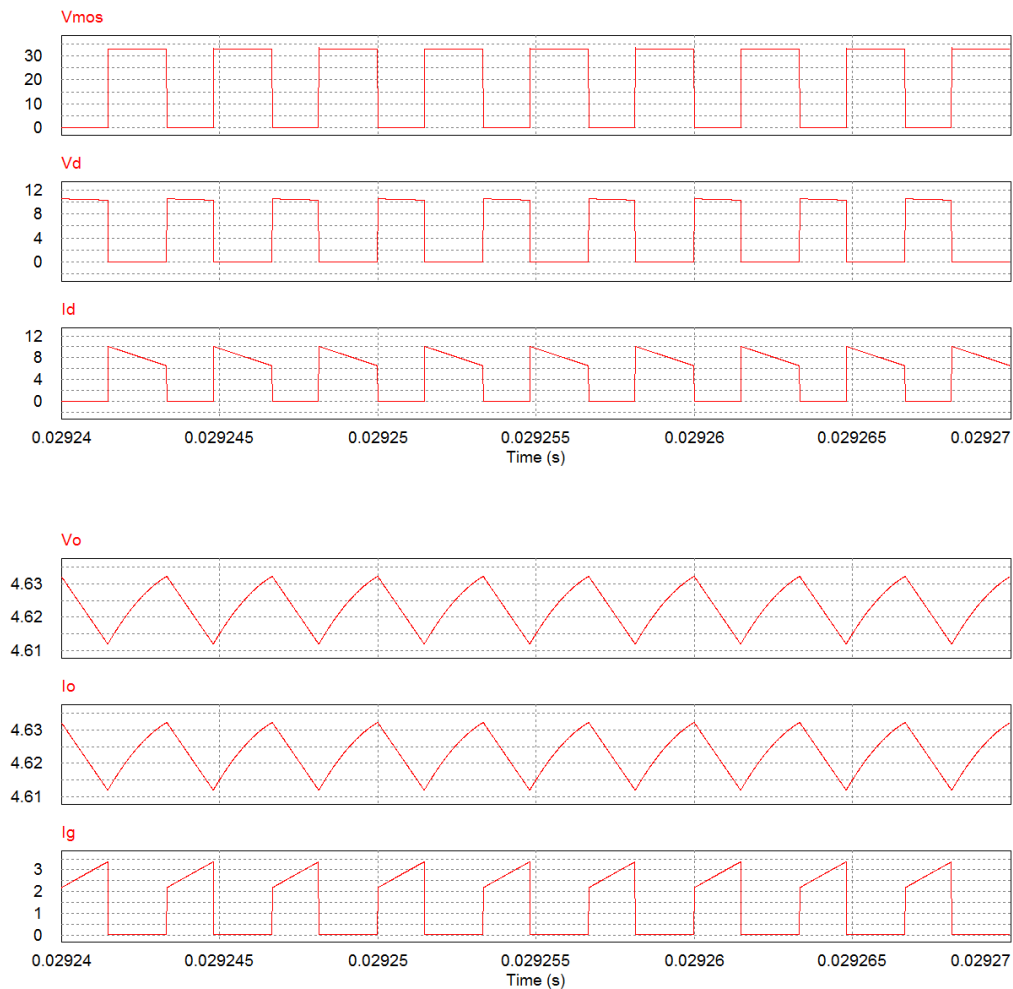


Figura 62: Formas de onda del convertidor 2

Valores medios Psim	
VL(V)	0
IL(A)	2,76
Vmos(V)	18,3
Vd(V)	4,62
Id(A)	4,61
Vo (V)	4,62
Io(A)	4,62
Ig(A)	1,224

Tabla de valores medios del convertidor 2

Como se observa en las formas de onda de la Figura 62, la tensión de salida no alcanza los 5 voltios. Esto se produce nuevamente debido a las pérdidas que posee el transformador. Además, como se mencionó con anterioridad, la inductancia en la rama serie L_d genera que el Mosfet tenga picos de tensión cuando se producen cambios bruscos de corriente. Sin embargo, cabe destacar que este convertidor tiene una tensión de salida con un rizado inferior al 1%.

Los valores medios depara el cálculo de la eficiencia son:

Average Value			Σ
Time	From	2.9240010e-002	
Time	To	2.9270000e-002	
Vo		4.6230196e+000	
Io		4.6230196e+000	
Ig		1.2246613e+000	

Figura 63: Valores medios del convertidor 2

Con estos datos se obtiene un rendimiento:

$$\eta = 91,85\%$$

Como se comprueba a través de las simulaciones obtenidas del convertidor, la tensión de salida es inferior a 5 voltios. Esto genera que el rendimiento del convertidor disminuya. Sin embargo, el valor de la tensión de salida está muy próximo a la tensión especificada, lo que produce que el rendimiento sea tan elevado.

6.3.3. Simulación convertidor 3

El esquema del convertidor con el transformador 3 se muestra en la Figura 64.

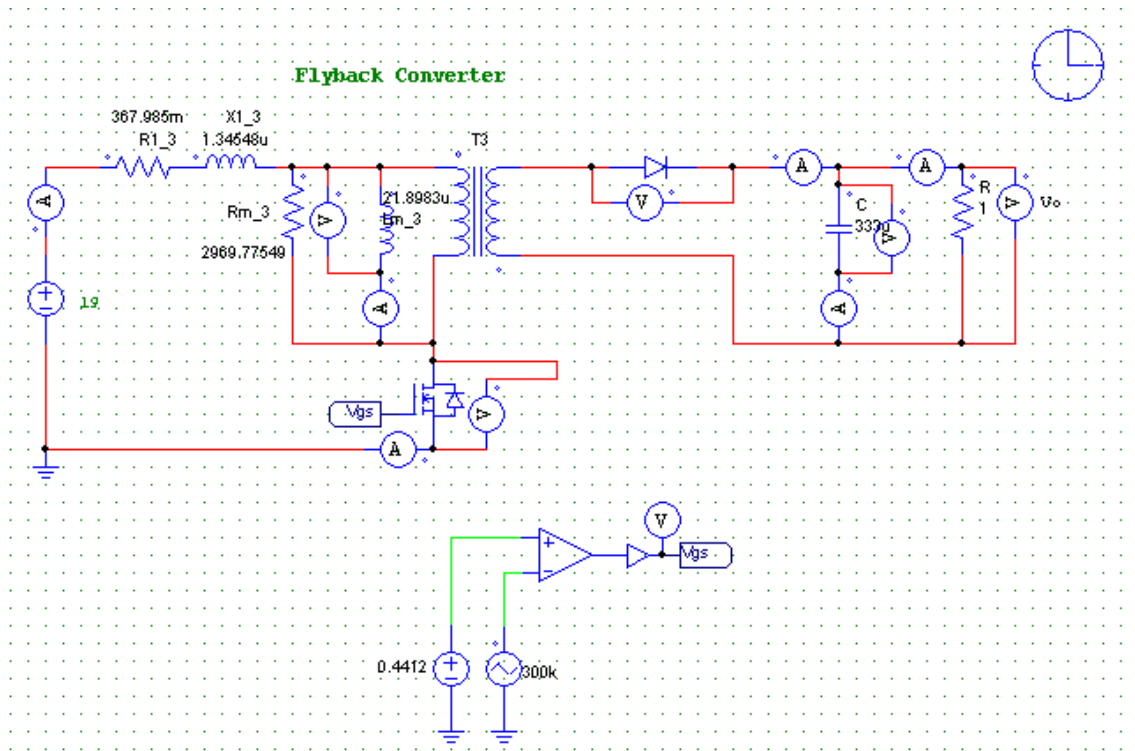
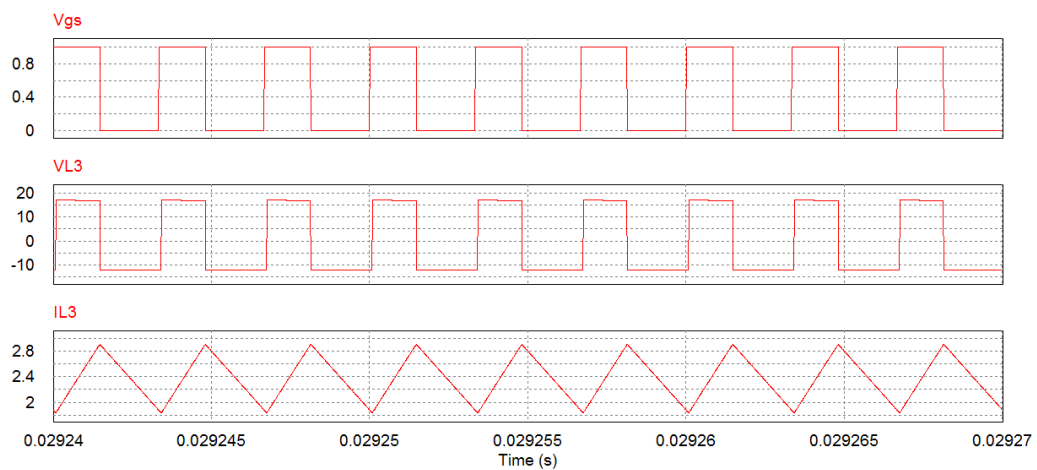


Figura 64: Esquema convertidor 3

Las formas de onda del convertidor 3 son las siguientes:



Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

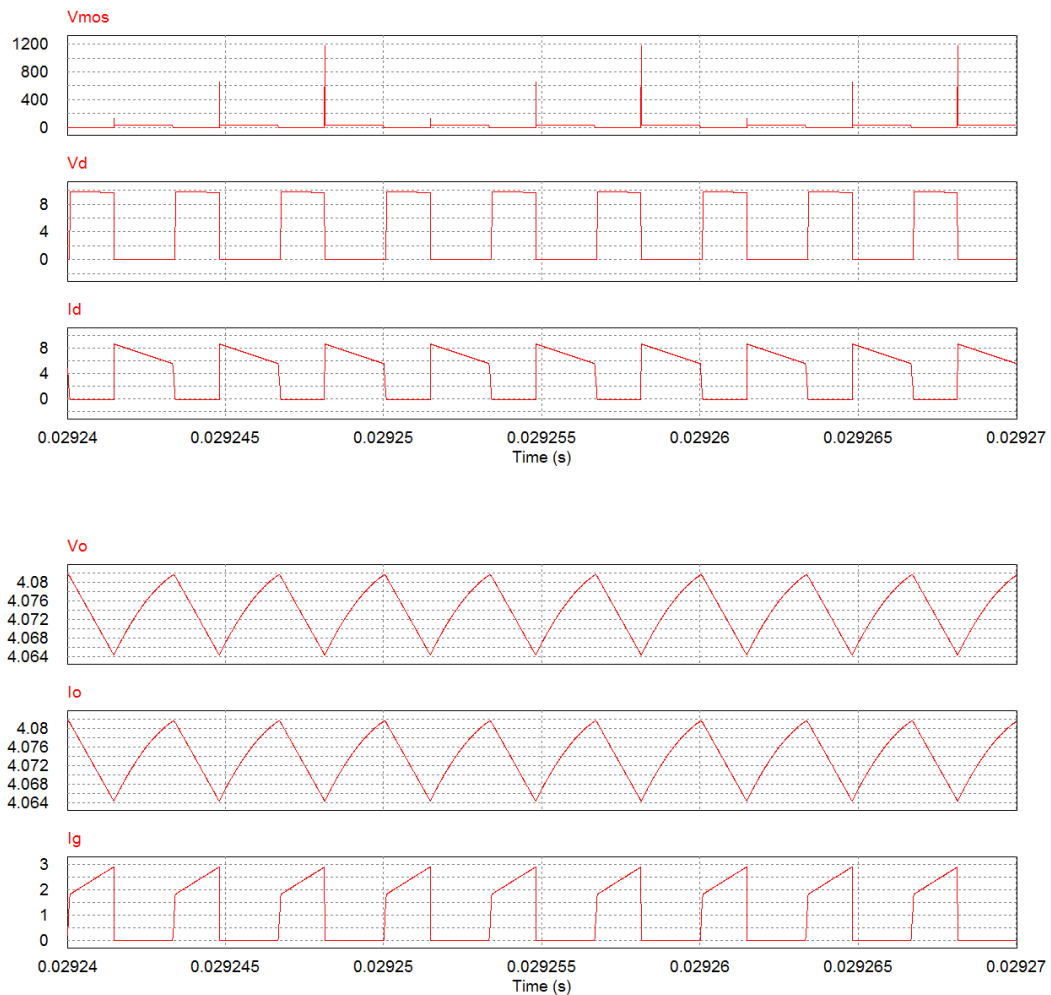


Figura 65: Formas de onda del convertidor 3

Valores medios Psim	
VL(V)	0
IL(A)	2,37
Vmos(V)	19,3
Vd(V)	4,078
Id(A)	4,071
Vo (V)	4,07
Io(A)	4,07
Ig(A)	1,015

Tabla de valores medios del convertidor 3

Como se puede observar en la figura 65, al igual que en los casos anteriores, la tensión de salida no llega al valor de 5V. Las impedancias puestas en el transformador a modo de pérdidas generan una disminución en la tensión de la inductancia magnetizante, con ello se produce una disminución de la pendiente de la corriente de la bobina. Además, la inductancia L_d , sigue generando picos de tensión en el Mosfet.

Los valores medios de las tensiones y corrientes de entrada y salida son:

Average Value		
Time	From	2.9240010e-002
Time	To	2.9270000e-002
Vo		4.0739036e+000
Io		4.0739036e+000
Ig		1.0159248e+000

Figura 66: Valores medios del convertidor 3

De esta manera se obtiene que:

$$\eta = 85,98\%$$

6.3.4. Simulación convertidor 4

El esquema para el convertidor con el transformador 4 es el siguiente,

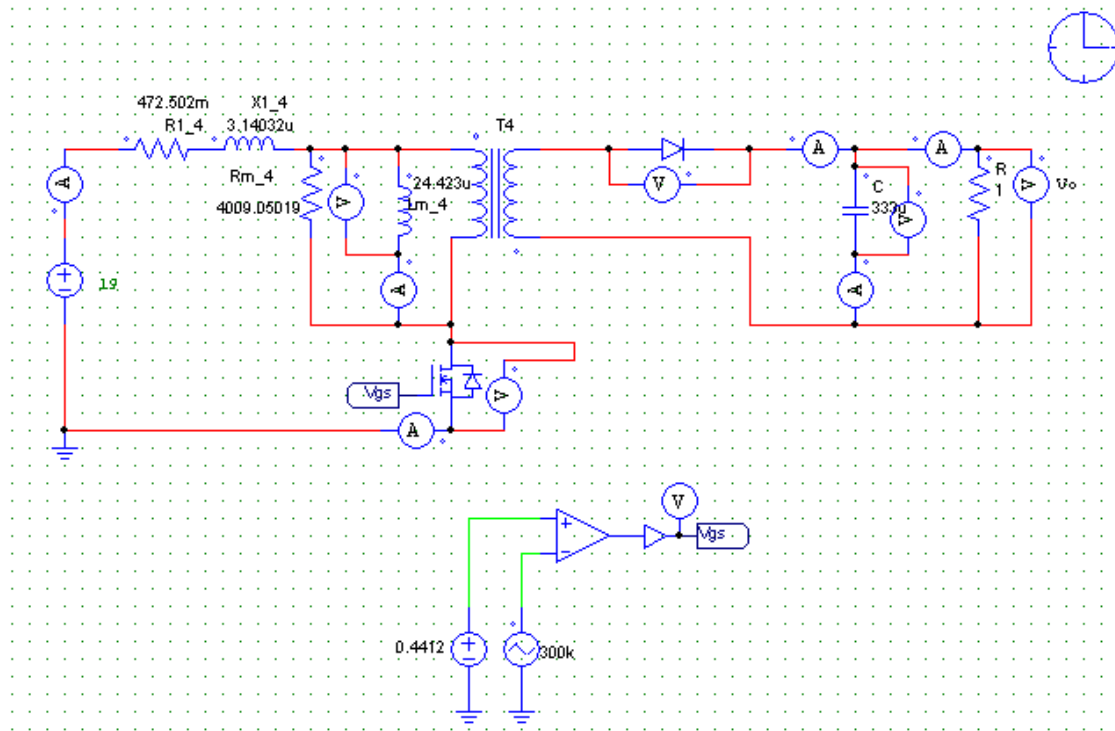
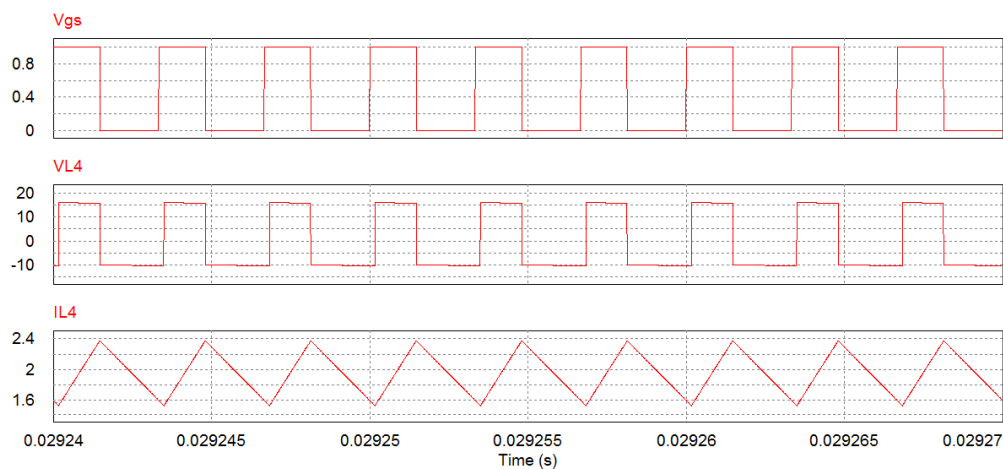


Figura 67: Esquema del convertidor 4

Las formas de onda del convertidor 4 son:



Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

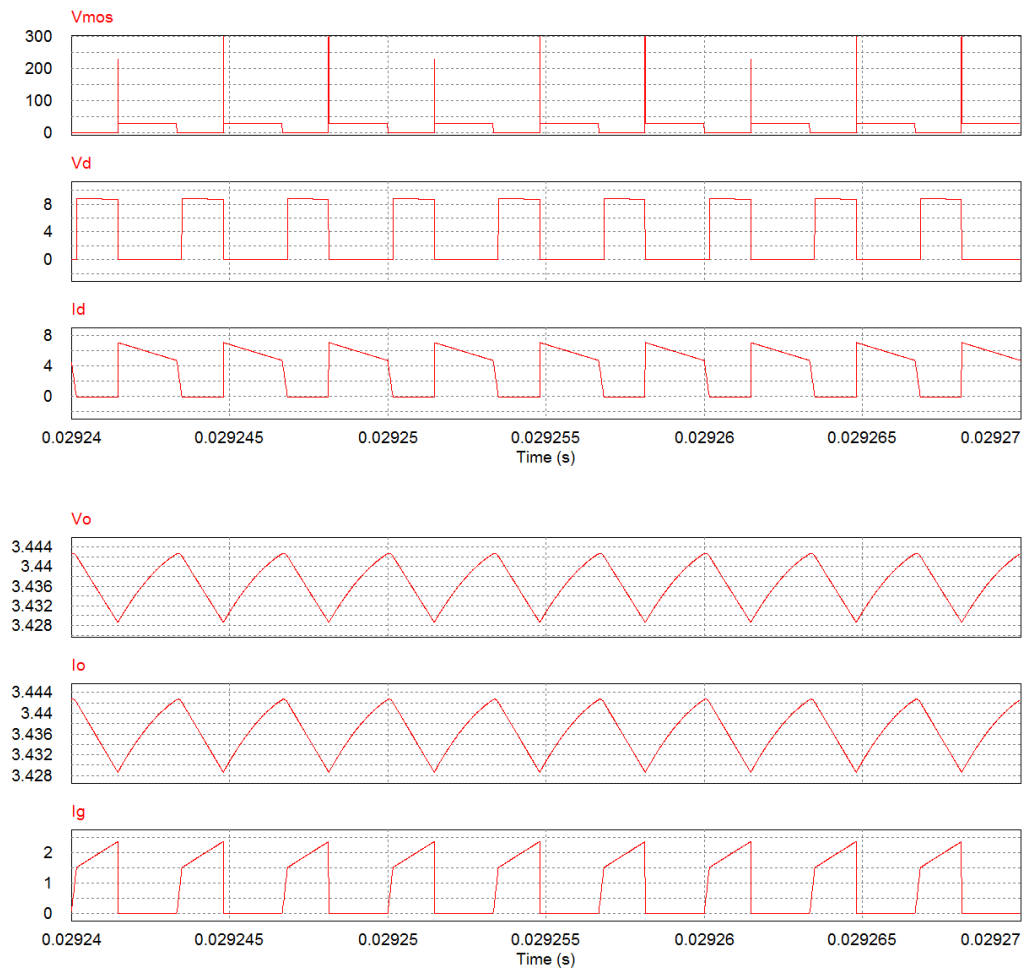


Figura 68: Formas de onda del convertidor 4

Valores medios Psim	
VL(V)	0
IL(A)	1,948
Vmos(V)	19,94
Vd(V)	3,43
Id(A)	3,43
Vo (V)	3,43
Io(A)	3,43
Ig(A)	0,803

Tabla de valores medios del convertidor 4

Como se observa en la Figura 68, este convertidor tiene los mismos problemas que están presentes en los anteriores convertidores. El nivel de tensión requerido no es alcanzado con el ciclo de trabajo calculado. Por lo que la corriente de la inductancia es inferior a la calcula. Además, se siguen produciendo picos de tensión en el Mosfet. Sin embargo, se cumple la condición de un rizado inferior al 1%.

Los valores medios utilizados para el cálculo de la eficiencia son los mostrados en la Figura 69.

Average Value		
Time	From	2.9240010e-002
Time	To	2.9270000e-002
Vo		3.4364649e+000
Io		3.4364649e+000
Ig		8.0360818e-001

Figura 69: Valores medios del convertidor 4

De esta manera el rendimiento obtenido para este convertidor es:

$$\eta = 77,34\%$$

6.4. Conclusiones

A la vista de los resultados obtenidos en las simulaciones, se puede concretar 4 puntos fundamentales:

- El diseño y la fabricación del transformador condicionan en gran medida la eficiencia del convertidor.
- Un buen montaje del transformador permite reducir el valor de su L_d , lo que asegura un mejor funcionamiento del sistema y reduce el riesgo a ruptura de los elementos semiconductores.
- El uso de cables de mayor grosor mejora la eficiencia del convertidor cuando se trabaja con corrientes elevadas. Sin embargo, su dificultad de trenzado puede provocar que aumente la inductancia de dispersión el transformador y por tanto el convertidor tenga un aumento de sus pérdidas.
- En los convertidores que se ha necesitado menos hilo de cobre en el montaje, han tenido una R_1 mucho más pequeña. Esto se debe a que había menos longitud de cobre a recorrer dentro del transformador.

Con los resultados obtenidos en las simulaciones con Psim, el transformador 2 es el mejor de los transformadores diseñados, con una eficiencia del 91,85%. Respecto su homólogo el transformador 1 (en cuanto al tipo de cable), ha sido 3^{er} mejor transformador de los cuatro con un 85,06%, se aprecia una diferencia del 6% entre los rendimientos, que se producen debido mayormente a la dificultad de montaje, ya que el transformador 2 tiene un cable menos en paralelo y da menos vueltas. Además, el tamaño del Gap en el Transformador 2 era la mitad, por lo que el Fringing Flux es mucho menor.

Respecto el otro par de transformadores, el mejor es el transformador 3 con una eficiencia del 85,98% frente al 77,34% del transformador 4. La diferencia entre ellos es similar a la de la anterior pareja de transformadores. Sin embargo, como la única diferencia entre los dos transformadores es el número de cables en paralelo. Por lo que poner un mayor número de cables en paralelo da un mejor resultado, si son trenados de manera adecuada.

6.5. Eficiencias trabajando con la tensión específica

Como se ha podido comprobar, ninguno de los 4 convertidores diseñados tiene una tensión de salida de 5 voltios. Por tanto, se va a proceder a calcular con Psim el ciclo de trabajo necesario para que cada convertidor cumpla con la tensión especificada de 5 voltios. Una vez obtenida dicha tensión, se va a calcular el rendimiento del convertidor con ese ciclo de trabajo.

6.5.1. Convertidor 1

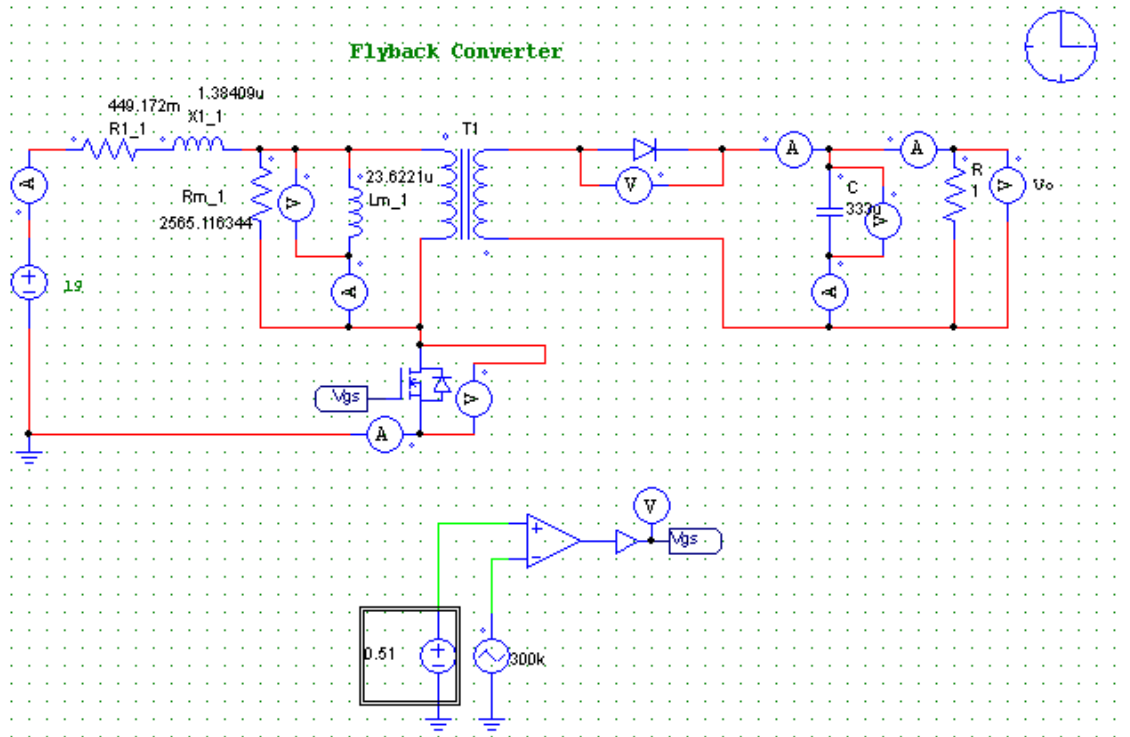
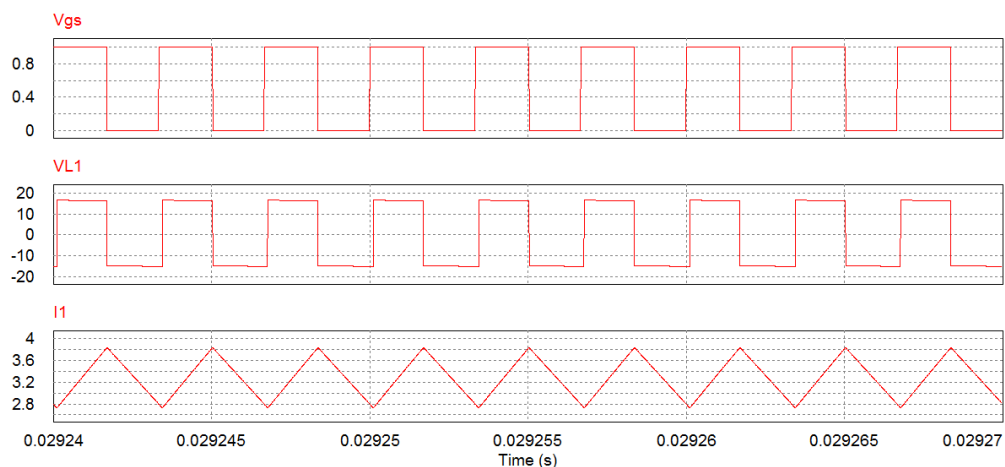


Figura 70: Esquema convertidor 1 cambiando ciclo de trabajo

Como se aprecia en la Figura 70, cambiando el valor del ciclo de trabajo al valor de 0,51 se obtiene una tensión de 5V a la salida del convertidor. De esta manera las formas de onda del convertidor 1 son las siguientes:



Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

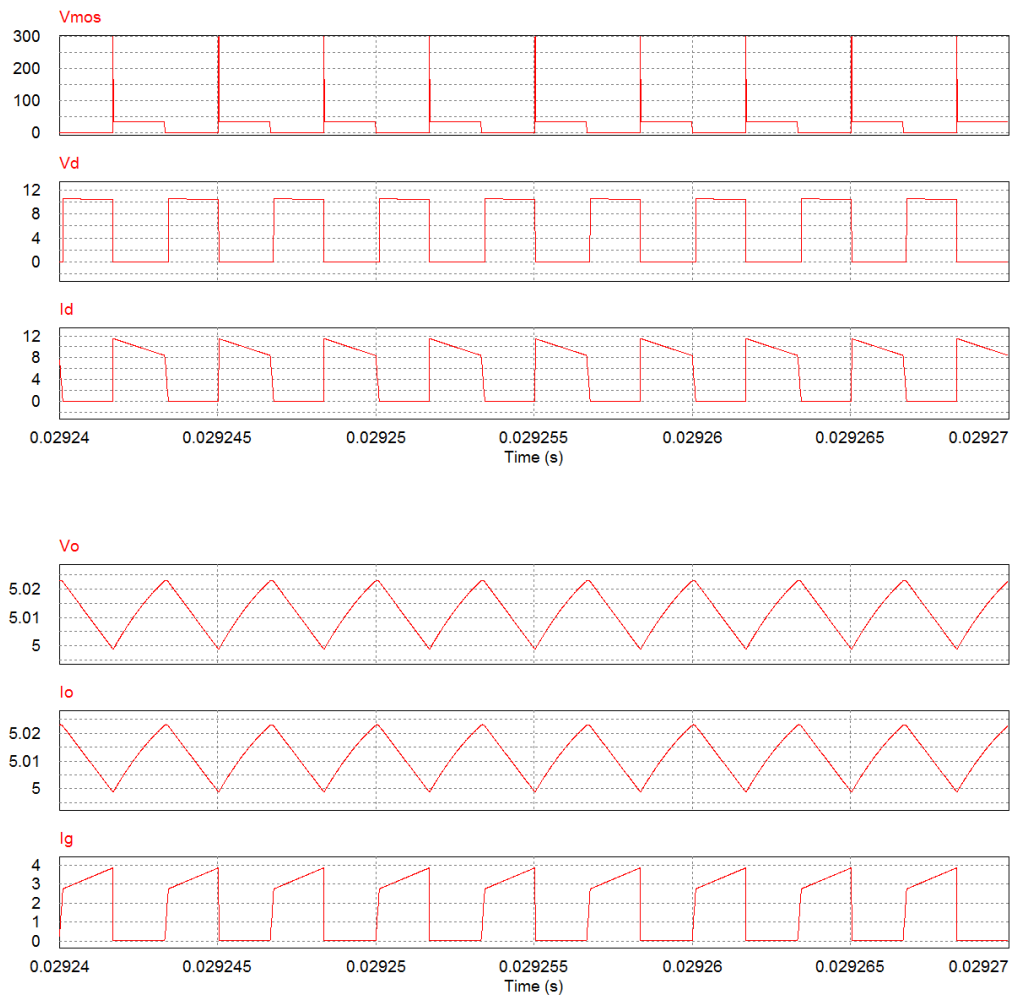


Figura 71: Formas de onda convertidor 1 cambiando ciclo de trabajo

Valores medios Psim	
VL(V)	0
IL(A)	3,28
Vmos(V)	20,93
Vd(V)	5
Id(A)	5,01
Vo (V)	5,01
Io(A)	5,01
Ig(A)	1,61

Tabla de valores medios del convertidor 1 cambiando ciclo de trabajo

Como se puede apreciar en la figura 71, al aumentar el ciclo de trabajo a 0,51 se consigue con el convertidor 1 una salida de 5 voltios. Este aumento genera una tensión en t_{on} y t_{off} distinta en la bobina, lo que provoca que la corriente que circula por ella aumente. Estos cambios de corriente hacen que la bobina almacene mucha más energía y por tanto los picos de tensión que deben soportar el Mosfet aumenten. En el

secundario esto se traduce en que el diodo tiene que ser capaz de soportar una corriente máxima mayor.

Para calcular la eficiencia del convertidor con el ciclo de trabajo modificado, se utiliza los valores medios de la Figura 72.

Average Value		
Time	From	2.9240010e-002
Time	To	2.9270000e-002
Vo		5.0117759e+000
Io		5.0117759e+000
Ig		1.6122171e+000

Figura 72: Valores medios del convertidor 1 con cambiando ciclo de trabajo

Con estos datos se puede calcular la eficiencia del convertidor 1.

$$\eta = 81,99\%$$

El convertidor 1, cuando aumenta su ciclo de trabajo, pasa de tener un rendimiento de 85,06% a 81,99%.

6.5.2. Convertidor 2

A continuación se va a o modificar el ciclo de trabajo del convertidor 2 para alcanzar la tensión de salida especificada

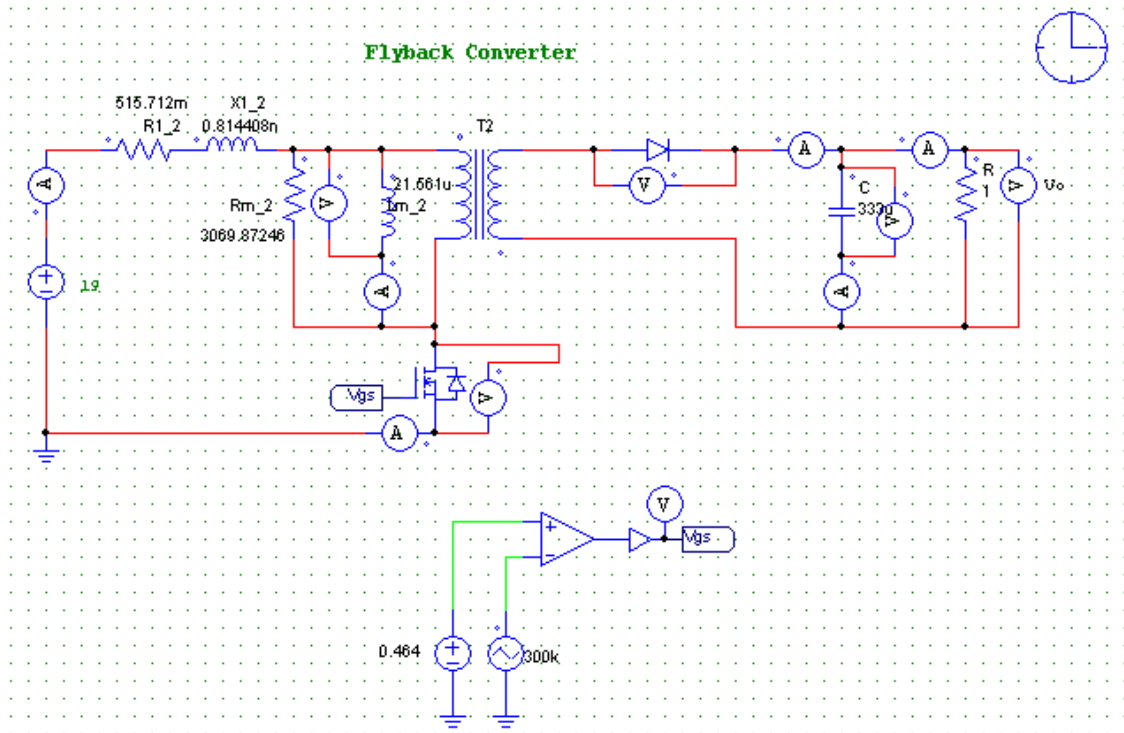
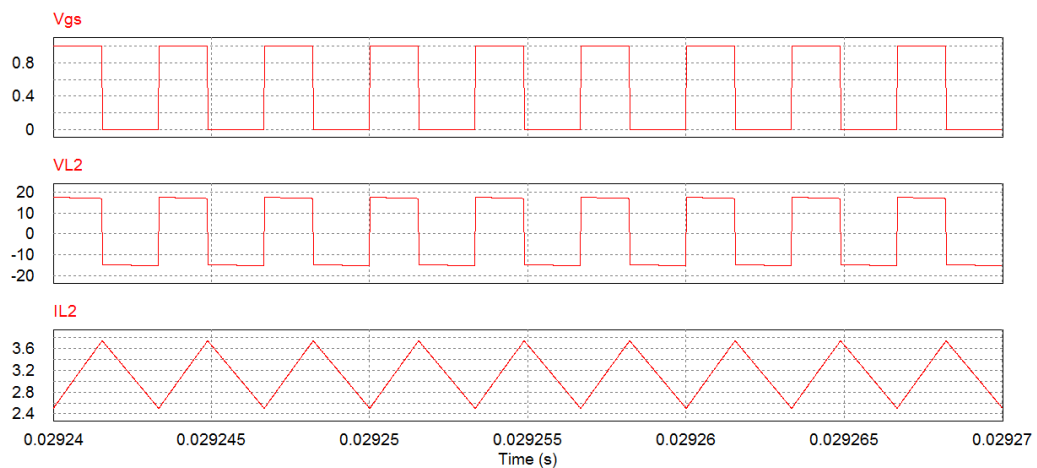


Figura 73: Esquema convertidor 2 cambiando ciclo de trabajo

Para el caso de este convertidor, al usar un ciclo de trabajo de 0,464 se consigue una tensión de salida de 5 voltios. Las formas de ondas de sus componentes quedan de la siguiente manera.



Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

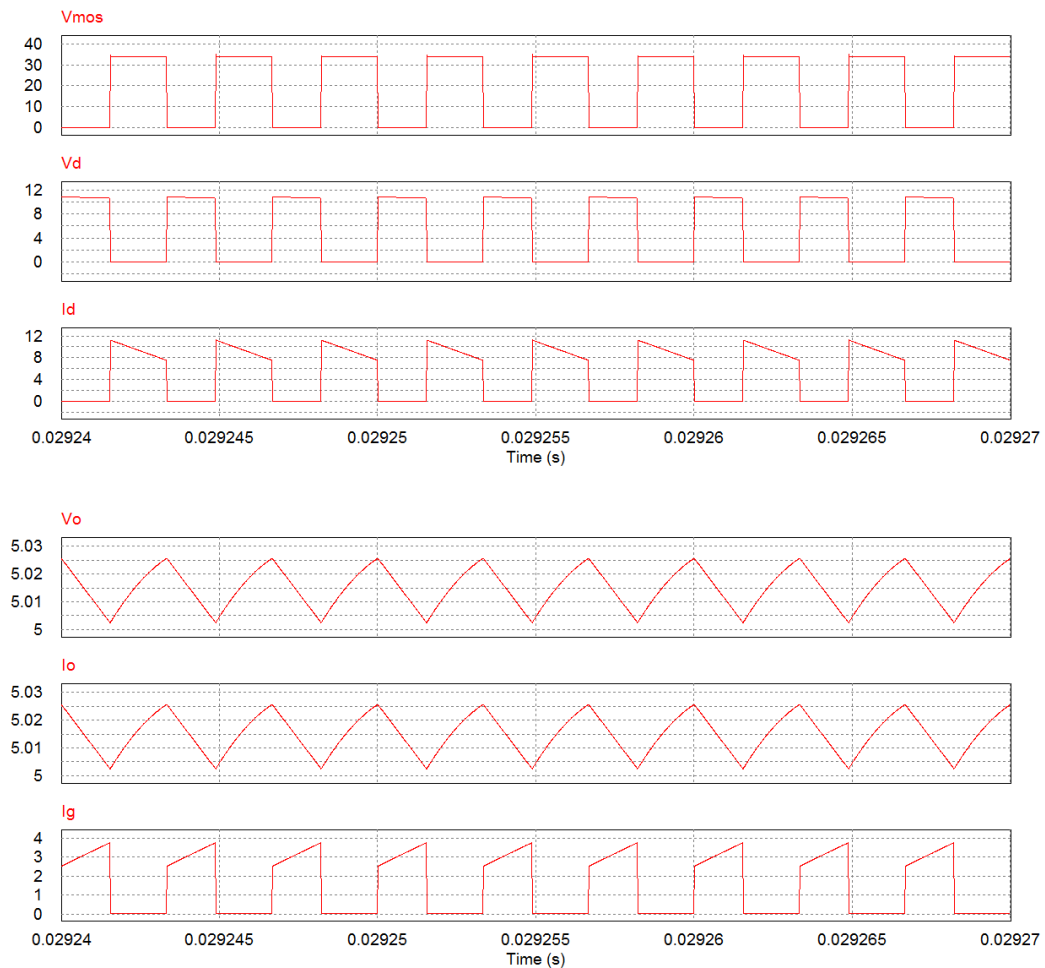


Figura 74: Formas de onda del convertidor 2 cambiando el ciclo de trabajo

Valores medios Psim	
VL(V)	0
IL(A)	3,12
Vmos(V)	18,25
Vd(V)	5,014
Id(A)	5,016
Vo (V)	5,014
Io(A)	5,014
Ig(A)	1,45

Tabla de valores medios del convertidor 2 cambiando ciclo de trabajo

Como se observa en la Figura 74, al aumentar el ciclo de trabajo a 0,464, se produce un aumento generalizado de los valores de tensión y corriente media. Este aumento permite que la tensión de salida llegue a 5 voltios.

Los valores medios para este convertidor usados para el cálculo de la eficiencia del convertidor 2 son:

Average Value		
Time	From	2.9240010e-002
Time	To	2.9270000e-002
Vo		5.0149200e+000
Io		5.0149200e+000
Ig		1.4529175e+000

Figura 75: Valores medios del convertidor 2 cambiando ciclo de trabajo

El rendimiento del convertidor 2 en este punto de trabajo es:

$$\eta = 91,10\%$$

En el caso del convertidor 2 se pasa de un rendimiento del 91,85% al 91,10% al aumentar el ciclo de trabajo.

6.5.3. Convertidor 3

Al ajustar el ciclo de trabajo del convertidor 3 el esquema que se obtiene es el siguiente.

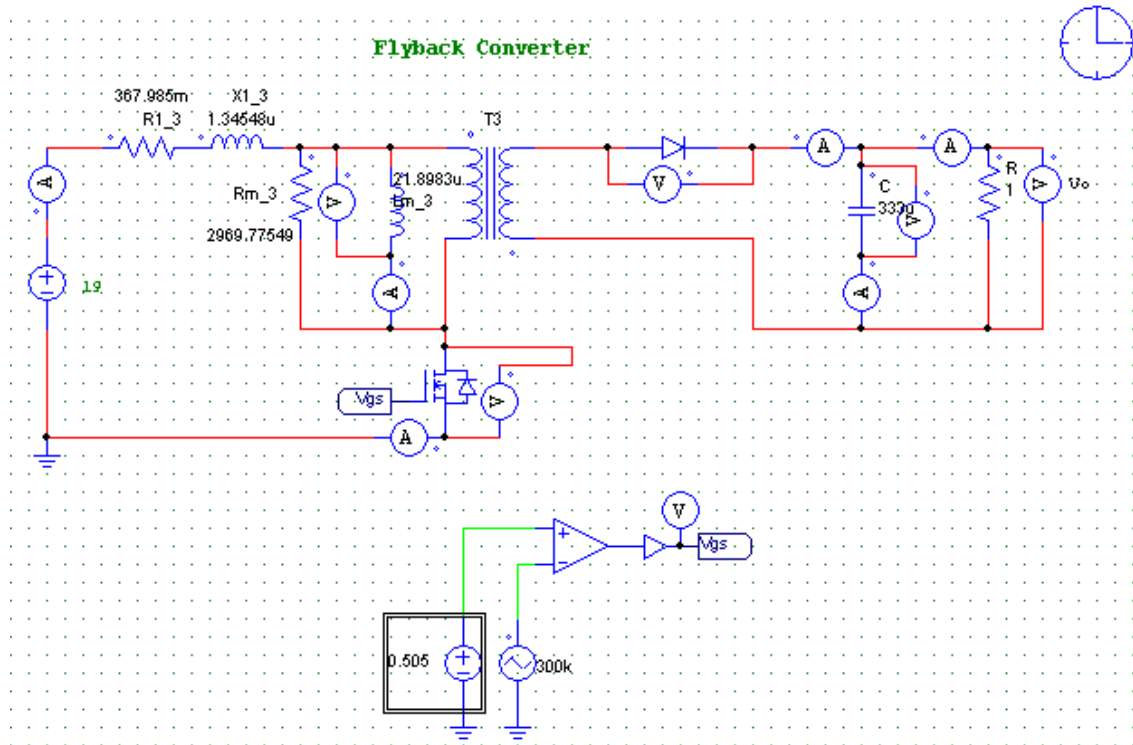
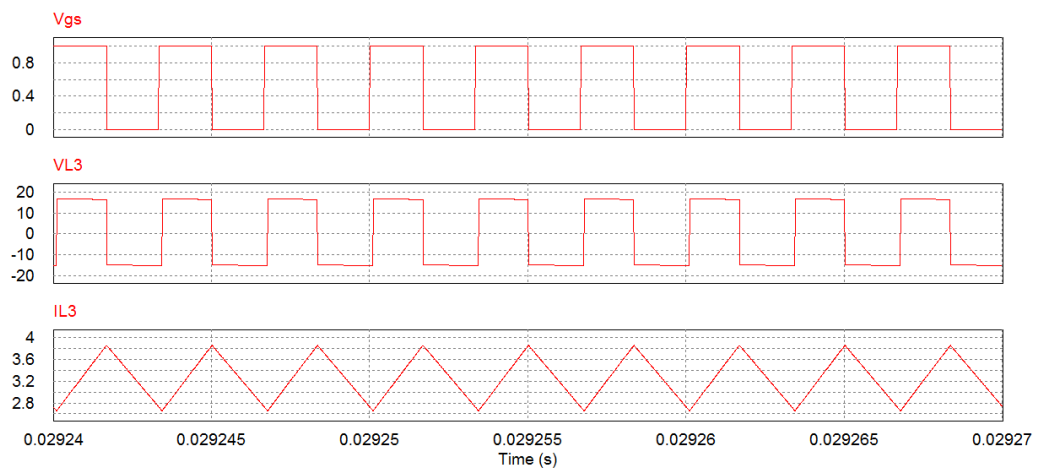


Figura 76: Esquema convertidor 3 cambiando ciclo de trabajo

Aplicando un ciclo de trabajo de 0,505 la tensión a la salida del convertidor es de 5 voltios. Al aumentar el ciclo de trabajo para el convertidor con el transformador 3, se obtienen las siguientes formas de onda.



Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

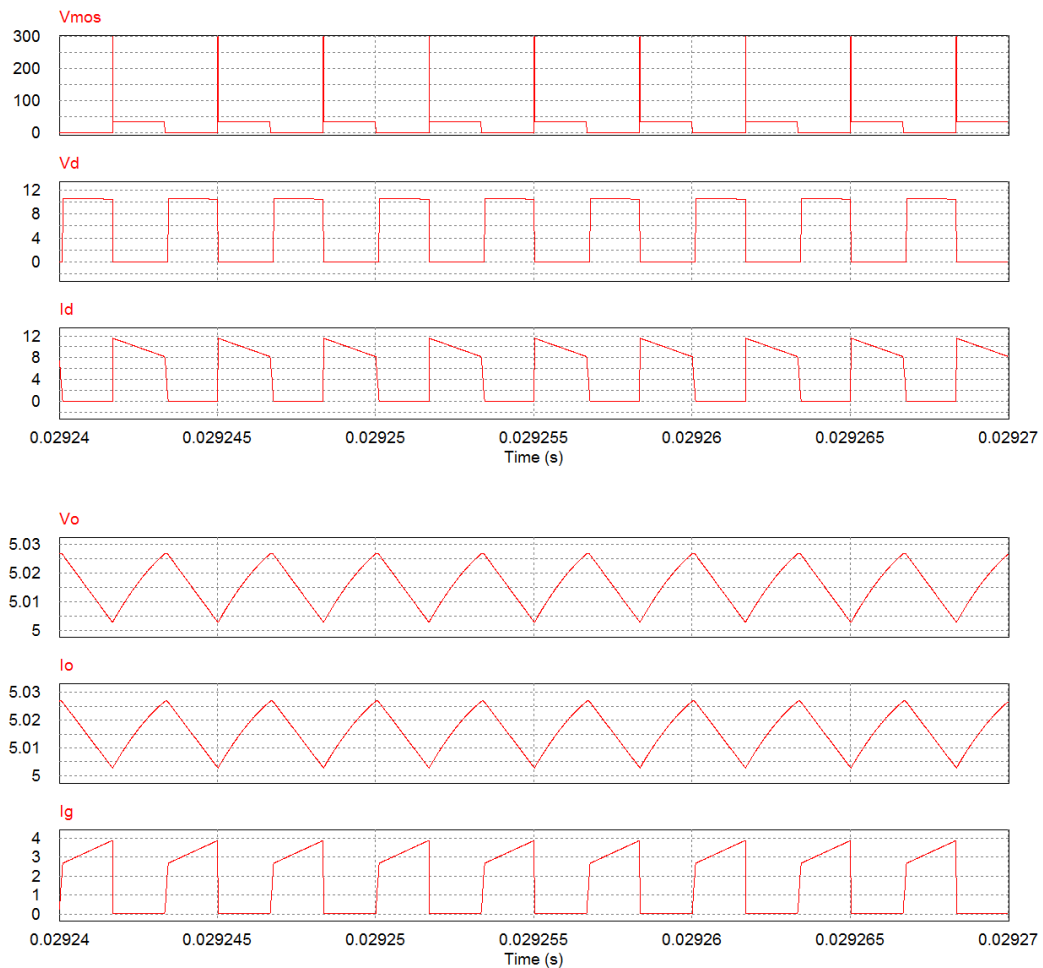


Figura 77: Formas de onda del convertidor 3 cambiando el ciclo de trabajo

Valores medios Psim	
VL(V)	0
IL(A)	3,26
Vmos(V)	21,01
Vd(V)	5,01
Id(A)	5,02
Vo (V)	5,01
Io(A)	5,01
Ig(A)	1,58

Tabla de valores medios del convertidor 3 cambiando ciclo de trabajo

Como se puede observar en la figura 77, cuando el convertidor 3 aumenta el ciclo de trabajo para obtener una tensión de 5 voltios de salida, se produce un aumento de los valores medios de tensión y corriente. Este aumento de los valores medios genera que los picos de tensión en el Mosfet se acentúen.

Los valores medios para este convertidor usados para el cálculo de la eficiencia del convertidor 3 son:

Average Value		
Time	From	2.9240010e-002
Time	To	2.9270000e-002
Vo		5.0157414e+000
Io		5.0157414e+000
Ig		1.5861670e+000

Figura 78: Valores medios del convertidor 3 cambiando ciclo de trabajo

Para el convertidor 3, la eficiencia es:

$$\eta = 83,47\%$$

Para el convertidor 3, cuando aumenta su ciclo de trabajo, pasa de tener una eficiencia del 85,98% al 83,47%.

6.5.4. Convertidor 4

Finalmente se modifica el ciclo de trabajo para el convertidor 4 y así obtener una tensión a la salida de 5 voltios.

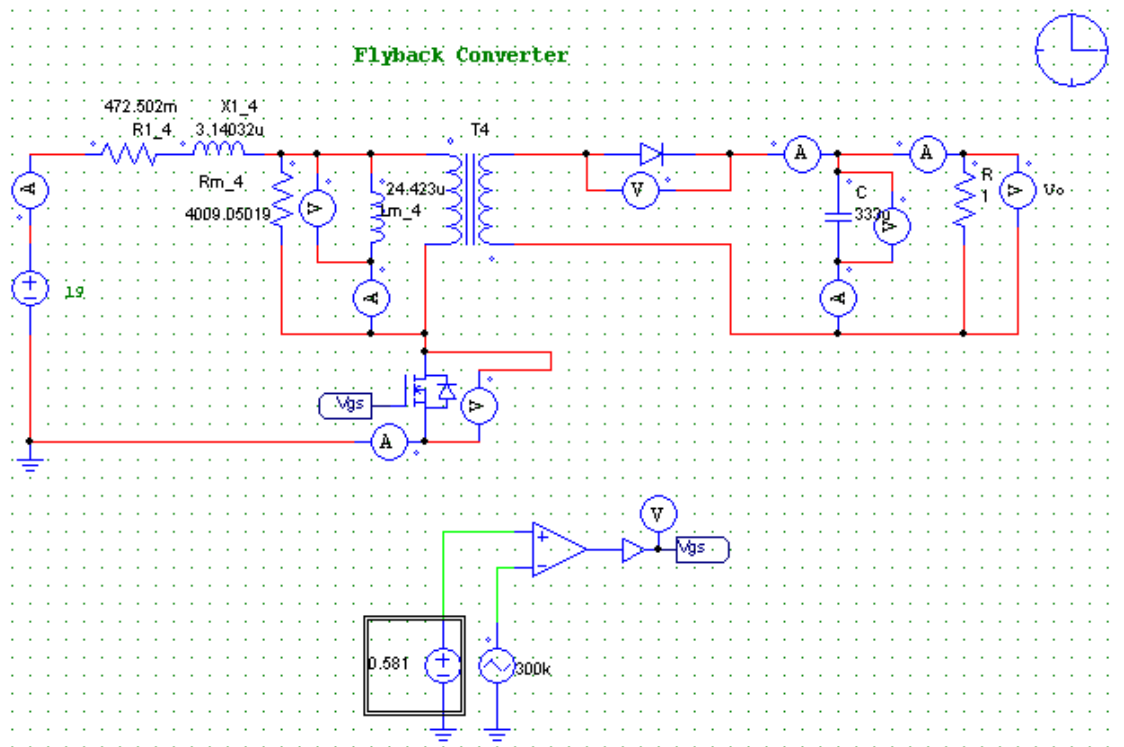
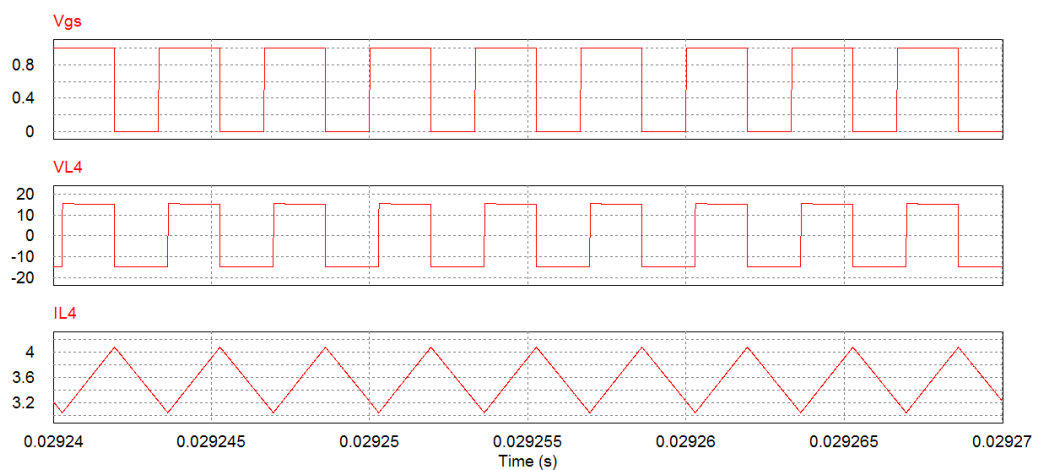


Figura 79: Esquema convertidor 4 cambiado de ciclo de trabajo

Utilizando el ciclo de trabajo a 0,581 la tensión de salida a 5 voltios. Con este cambio las formas de onda de este convertidor se ven afectadas de la siguiente manera.



Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

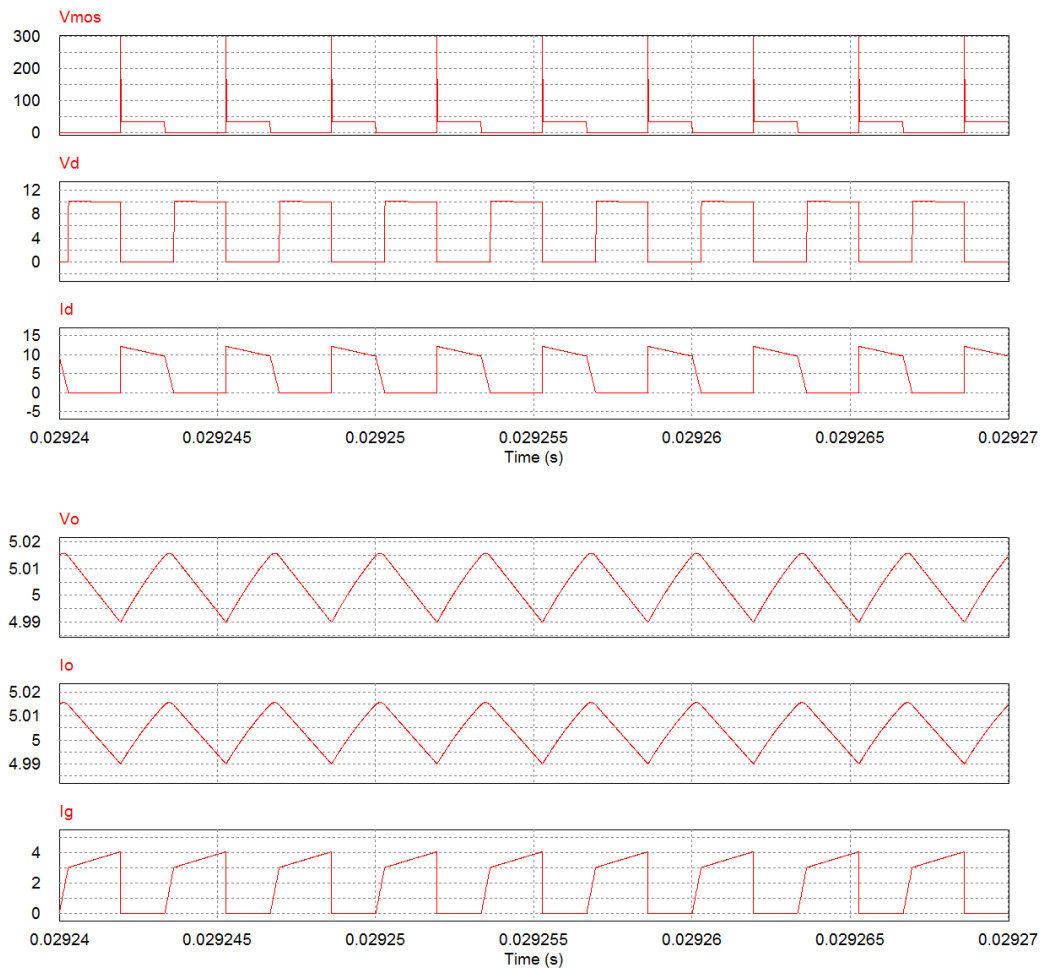


Figura 80: Formas de onda del convertidor 4 cambiando ciclo de trabajo

Valores medios Psim	
VL(V)	0
IL(A)	3,57
Vmos(V)	24,51
Vd(V)	4,99
Id(A)	5,01
Vo (V)	5
Io(A)	5
Ig(A)	1,898

Tabla de valores medios del convertidor 4 cambiando ciclo de trabajo

Lo más significativo que se aprecia en las formas de onda de la figura 80, es que los picos de tensión que se producen en el Mosfet llegan a alcanzar voltajes muy elevados en algunos puntos. Además, al aumentar el ciclo de trabajo aumentan los valores medios de tensión y corriente en el convertidor.

Respecto la eficiencia del convertidor, las tensiones y corrientes medias usadas para este cálculo son los mostrados en la Figura 81:

Average Value		
Time	From	2.9240010e-002
Time	To	2.9270000e-002
Vo		5.0038146e+000
Io		5.0038146e+000
Ig		1.8982381e+000

Figura 81: Valores medios del convertidor 4 cambiando ciclo de trabajo

Con estos datos, la eficiencia es:

$$\eta = 69,42\%$$

Por lo que para este último convertidor, al aumentar el ciclo de trabajo disminuye la eficiencia desde 77,34% hasta el 69,42%.

6.6. Resultados de simulación

Como se puede apreciar en los resultados obtenidos, subir el ciclo de trabajo para conseguir la tensión requerida produce una reducción de la eficiencia del convertidor. Este efecto se debe a que cuando se aumenta el ciclo de trabajo, se genera un aumento de todos los valores medios del convertidor. Por lo que las pérdidas también se ven acentuadas.

Con estos datos se puede afirmar que el mejor modelo de transformador para el convertidor es el transformador 2, en los dos casos ha presentado un rendimiento muy superior al resto.

Por otro lado, el transformador 4 es con el que peor resultado obtenido. En las 2 simulaciones, su rendimiento ha sido el más bajo en comparación con el resto. Además, su rendimiento es el que más se ve afectado al variar el ciclo de trabajo como se puede observar en la siguiente tabla.

Por último, entre el transformador 1 y 3 las diferencias son escasas. Entre este par de transformadores el 3 es el más eficaz de los dos, con un rendimiento muy similar con el mismo ciclo de trabajo y un poco superior cambiando el ciclo de trabajo.

A continuación se muestra una tabla comparativa de los resultados obtenidos con las distintas configuraciones de fabricación.



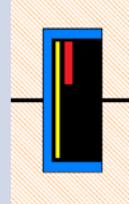
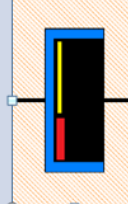
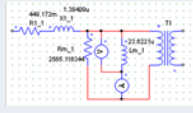
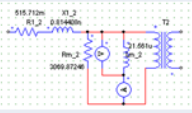
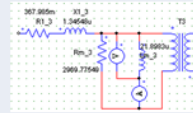
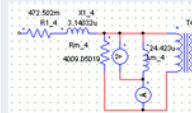
	Transformador 1	Transformador 2	Transformador 3	Transformador 4
Construcción				
Esquemático				
Fabricación	P: 12 vueltas 3 cables paralelos de 0,5mmØ S: 4 vueltas 3 cables paralelos de 0,8mmØ	P: 9 vueltas 2 cables paralelos de 0,5mmØ S: 3 vueltas 2 cables paralelos de 0,8mmØ	P: 9 vueltas 3 cables paralelos de 0,3mmØ S: 3 vueltas 3 cables paralelos de 0,5mmØ	P: 9 vueltas 2 cables paralelos de 0,3mmØ S: 3 vueltas 2 cables paralelos de 0,5mmØ
Ciclo de trabajo al 44,12%	$V_o = 4,02V$ $\eta = 85,06\%$	$V_o = 4,62V$ $\eta = 91,85\%$	$V_o = 4,07V$ $\eta = 85,98\%$	$V_o = 3,46V$ $\eta = 77,34\%$
Tensión de salida a 5 voltios	$d = 0,51$ $\eta = 81,99\%$	$d = 0,464$ $\eta = 91,1\%$	$d = 0,505$ $\eta = 83,47\%$	$d = 0,581$ $\eta = 60,42\%$

Tabla comparativa con los 4 transformadores

6.7. Conclusiones

Según la información aportada por PExprt, el transformador 1 era el transformador con menores pérdidas debido al diseño. Sin embargo, con los resultados obtenidos es el 3^{er} transformador en pérdidas. Esto es debido a que al ser el transformador con el mayor Gap y sus pérdidas aumentan debido a efectos magnéticos. PExprt no tiene en cuenta este tipo de pérdidas que se generan debido al tamaño del Gap. Además, este efecto se ve acentuado debido al volumen total relleno por hilo de cobre, ya que como se muestra la Tabla de la página anterior, en la capa 2 coexisten tanto el primario como el secundario. Esta falta de homogeneidad en la capa, provoca que el campo magnético genere efectos diferentes a los dos devanados de la misma capa. A los efectos magnéticos hay que unir que el transformador 1 es el que posee una mayor longitud y grosor de hilo de cobre. Por lo que las pérdidas aumentan sus pérdidas debidas a la resistencia del material.

En el caso del transformador 3, en la capa 2 coexisten el primario y el secundario. Lo que genera que sus pérdidas aumenten con respecto la fabricación del transformador 2. Al reducir el tamaño del Gap para este transformador junto con la longitud y sección de los hilos de cobre, las pérdidas se ven reducidas cuando aumenta el ciclo de trabajo.

En el caso del transformador 4, se obtiene que su rendimiento es el más bajo. Esto se debe a que en la única capa que tiene coexisten el primario y el secundario sin estar entrelazados. Por este motivo se genera un aumento de la inductancia de dispersión y es el transformador es el que tiene mayor inductancia de dispersión.

A la vista de los resultados, se puede afirmar que la forma más óptima de montar el transformador consiste en, poner el mínimo tamaño de Gap que garantice el almacenaje de energía para reducir el efecto Fringing Flux. En cuanto al montaje de los hilos de cobre, lo óptimo es entrelazar el primario y el secundario para minimizar los efectos de dispersión. Debido a la dificultad que esto puede suponer, si se trenzan ambos devanados por separado, la mejor opción consiste en que cada capa únicamente conste de un tipo de devanado. De esta forma se consigue una mayor homogeneidad en el transformador, lo que demuestra la fabricación del transformador 2. Por último, cabe destacar que se obtiene un mejor resultado al usar menos cables en paralelo con mayor sección que muchos cables de sección pequeña, estos se aprecia al comparar el transformador 2 y 3.

7. Fabricación del prototipo de PCB

En este epígrafe se procede al diseño de un prototipo de convertidor para estudiar los efectos reales de los transformadores. Lo primero que se va a realizar es la selección de componentes para dicha PCB: Mosfet, Diodo, Condensador y elementos de la señal de disparo. Dichos elementos se eligen para funcionar con un ciclo de trabajo de 0,4412.

Después de seleccionar dichos elementos, se va a proceder al diseño de la huella del convertidor. Para la realización de dicha huella se utilizará el programa OrCAD. Este programa contiene una serie de bibliotecas con la huellas de la mayoría de componentes, exceptuando la del transformador, el cual se diseñara manualmente siguiendo las medidas que indica su hoja de características.

7.1. Elección de componentes

El primer paso es seleccionar los componentes para el diseño del convertidor. Estos elementos tendrán que cumplir una serie de especificaciones para ser válidos.

7.1.1. Mosfet

Este primer elemento se caracteriza por tener que hacer el switch del circuito, es decir, a través de los pulsos que genera la señal de disparo este dispositivo tiene que ser capaz de cortocircuitar o abrir la fuente de alimentación con el circuito. Para ello se debe cumplir una serie de especificaciones:

1. Como su función fundamental es abrir y cerrar el paso de la corriente de la fuente, se necesita que el retardo de actuación sea lo más pequeño posible. La señal de disparo utilizada tiene una frecuencia de 300kHz, por lo que el ciclo dura $3,333\mu s$. De esta manera, un Mosfet que tenga un retardo mayor que este tiempo no sería válido para el circuito.
2. Como se ha mostrado en las formas de onda de los convertidores, el Mosfet debe ser capaz de aguantar tensiones elevadas sin romperse.
3. El Mosfet tiene que ser capaz de soportar la corriente que va a circular por él.
4. El tamaño no tiene que ser muy elevado, ya que como objetivo de estudio se trata de reducir el volumen del convertidor aumentando la frecuencia.

Una vez comentadas estas condiciones, el Mosfet seleccionado es el IRFZ34n [11].

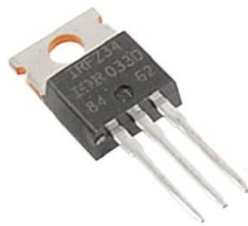


Figura 82: IRFZ34n

Este transistor tiene como característica principal una rápida frecuencia de conmutación. En general, los transistores de la clase IRFZ están pensados para funcionar a altas frecuencias. La elección del IRFZ34n se debe a que funciona un con un retardo menor que el resto y cumple con el resto de especificaciones del circuito.

Este transistor es capaz de soportar tensiones de 55V de manera constante con una corriente de circulación de 29A. En el caso del convertidor, la tensión máxima en t_{off} es de 34 voltios y la corriente máxima es de 3,57A.

Por último, cabe destacar que este transistor tiene una resistencia de conducción, R_{on} muy baja. Esto permite que las pérdidas en el transistor sean muy pequeñas.

7.1.2. Diodo

El diodo es un elemento semiconductor que se encarga de cortar en un determinado tiempo la corriente que circula por el secundario del transformador. El diodo tiene que cumplir las siguientes especificaciones:

1. El tiempo de corte debe ser pequeño, ya que el sistema funciona a 300kHz. El retardo tiene que ser lo más pequeño posible.
2. Cuando el diodo este abierto, debe ser capaz de aguantar tensiones de unos 11,6 voltios sin romperse.
3. Tiene que ser capaz de aguantar la corriente que circule por él. La corriente media que circula por el diodo es de unos 5A. Sin embargo, como la corriente no es continua, tiene que ser capaz de soportar el máximo punto de corriente sin romperse.
4. Como el convertidor tiene que tener el menor tamaño posible. Se tratará de utilizar un diodo que mantenga un tamaño acorde con el circuito.

Después de analizar todas estas características, se ha optado por utilizar un MUR820 ó RUP820 [12].



Figura 83:RUP 820

Este diodo se caracteriza por tener una velocidad de recuperación menor de 25ns, con esto el retardo será muy pequeño en comparación con la frecuencia del pulso.

El MUR820 y el RUP820 son diodos capaces de operar en abierto con una tensión de hasta 200 voltios, esto permite soportar la tensión de 11,6 voltios a la que estaría sometido el diodo en el t_{on} .

Estos diodos son capaces de soportar una corriente máxima de 16A cuando trabajan con ondas cuadradas. En los cálculos teóricos, el valor de corriente que debe aguantar el diodo es de 5A. Sin embargo, en las simulaciones del convertidor operando con un ciclo de trabajo de 0,4412 con el convertidor real, la tensión máxima por el diodo en ninguno de los 4 casos llegaba a dicho valor.

7.1.3. Condensador

Para controlar el rizado de la tensión de salida se incorpora un condensador a la salida en paralelo con la carga. Dicho condensador debe ser de $333\mu\text{F}$ para cumplir con la especificación de rizado.

Debido a la gran capacidad de almacenamiento que tiene el condensador, su material de fabricación es electrolítico. A partir de $1\mu\text{F}$ aproximadamente las capacidades de almacenamiento comienzan a ser tan grandes que los condensadores dejan de ser cerámicos o de tantalio y se usan los condensadores electrolíticos.

Los condensadores electrolíticos son condensadores que tienen mayor capacidad de almacenamiento debido a que utilizan un ion líquido conductor como una de sus placas [13].

Sin embargo, las capacidades de almacenaje de energía en el mercado están estandarizadas.

Capacitores Electrolíticos (Valores Comerciales)						
μF	μF	μF	μF	μF	μF	μF
0.1	1	10	100	1000	10000	100000
0.12	1.2	12	120	1200	12000	-
0.22	2.2	22	220	2200	22000	-
0.33	3.3	33	330	3300	33000	-
0.47	4.7	47	470	4700	47000	-
0.56	5.6	56	560	5600	56000	-
0.68	6.8	68	680	6800	68000	-
0.82	8.2	82	820	8200	82000	-

Figura 84: Condensadores comerciales

En la figura 84 puede apreciarse los valores comerciales de condensadores. El valor elegido es el de $330\mu\text{F}$ ya que es el más próximo al valor teórico calculado.

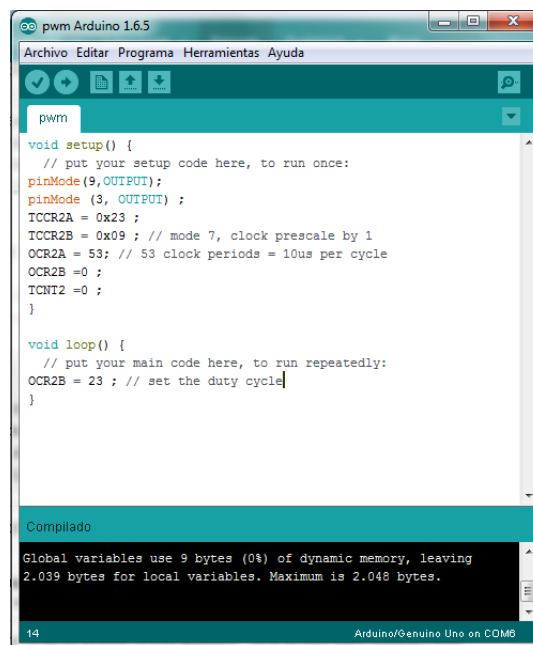
Cabe destacar que, cuando un Mosfet realiza una apertura y cierre del circuito. En la fuente se generan una serie de armónicos debido a esta conmutación. Para evitar esta inyección de armónicos a la fuente, se coloca un condensado en paralelo con ella que

se encarga de eliminarlos. Para ello, el valor del condensador será igual que el que se coloca a la salida.

7.1.4. Elementos de la señal de disparo

Para generar la señal de disparo del Mosfet, se va a utilizar un Arduino 1. Este microcontrolador es capaz de generar señales cuadradas de 5 voltios de tensión. Su frecuencia de funcionamiento es de 400Hz. Sin embargo, es posible cambiar su programación para conseguir una frecuencia de 300kHz realizando un *Overclocking* al reloj. En general, esta técnica se suele utilizar en algunos controladores para aumentar la frecuencia de funcionamiento. El principal problema que genera el *Overclocking* es el aumento de temperatura en el micro, lo que puede estropearlo si no se refrigera de manera adecuada. Para la prueba, la frecuencia con la que se va a trabajar no genera una subida muy elevada de la temperatura.

Para poder hacer un *Overclocking* de microcontrolador de Arduino, simplemente se modificar el código raíz del micro en la parte relacionada con el reloj. Según los cálculos teóricos, hay que programar el Arduino para diseñar el disparo de 300kHz con un ciclo de trabajo de 0,4412. En la figura 85, se muestra el código que va a permitir hacer el *Overclocking*.



```
pwm

void setup() {
  // put your setup code here, to run once:
  pinMode(9, OUTPUT);
  pinMode(3, OUTPUT);
  TCCR2A = 0x23;
  TCCR2B = 0x09; // mode 7, clock prescale by 1
  OCR2A = 53; // 53 clock periods = 10us per cycle
  OCR2B = 0;
  TCNT2 = 0;
}

void loop() {
  // put your main code here, to run repeatedly:
  OCR2B = 23; // set the duty cycle
}
```

Compilado

Global variables use 9 bytes (0%) of dynamic memory, leaving 2.039 bytes for local variables. Maximum is 2.048 bytes.

14 Arduino/Genuino Uno on COM6

Figura 85: Código Overclocking arduino

El Mosfet elegido para el prototipo, el IRFZ34n, requiere de una tensión de puerta de 10 a 20 voltios. Sin embargo, Arduino proporciona una señal de 5 voltios, la cual sería insuficiente para disparar el Mosfet.

Para solucionar este problema, se ha optado por realizar una configuración *Tótem Pole* para poder disparar el Mosfet.

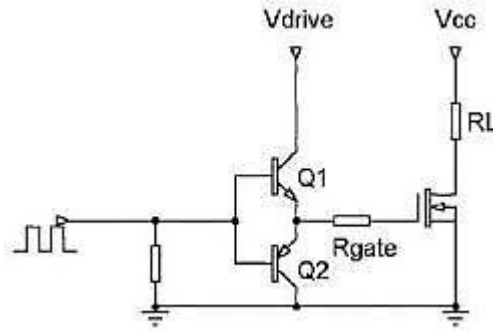


Figura 86: Configuración Tótem Pole

La configuración Tótem pole, cómo se muestra en la Figura 86, consiste en usar 2 transistores bipolares, uno tipo N y otro tipo P, para forzar el disparo del Mosfet. Para ello, el transistor Q1 debe ser de tipo N y el transistor Q2 de tipo P. Cuando la señal de disparo del Arduino sea 1 (5 voltios), el transistor Q1 conduce y Q2 se abre. De esta forma, la tensión que aparece en la puerta del Mosfet es Vdrive y el Mosfet permite el paso de corriente.

En el caso de que la señal de disparo de Arduino sea 0, el transistor Q1 deja de conducir mientras que Q2 es ahora el que conduce. Como el emisor del transistor 2 está puesto a tierra, la tensión que aparece a la puerta del Mosfet es cero, por lo que deja de conducir.

De esta manera solo hay que fijar el valor de Vdrive en el rango de funcionamiento del Mosfet para conseguir dispararlo sin problemas.

Por último, cabe comentar la resistencia Rgate. Esta resistencia tiene como función principal hacer que no llegue corriente a la puerta del Mosfet. No obstante, si el valor de esta es muy grande la tensión que realmente exista en la puerta del Mosfet puede que no sea capaz de dispararlo, por lo que su valor no puede ser muy grande.

Una vez explicado el funcionamiento del sistema Totem Pole, se procede a comentar las especificaciones que se deben cumplir:

1. Los transistores Q1 y Q2 tienen que tener el menor retardo posible.
2. Tanto Q1 como Q2 tienen que ser capaces de conmutar con una tensión de puerta de 5 voltios
3. Rgate tiene que tener un valor pequeño con el objetivo de regular el paso de la corriente a la puerta del Mosfet, sin impedir su conmutación.
4. El valor de Vdrive debe estar dentro del rango de conmutación del Mosfet.

Una vez definidas las especificaciones de funcionamiento del sistema de disparo, los transistores elegidos para este sistema son el BD135 [14] que es un transistor tipo N y su homólogo el BD136 [15] que es un transistor tipo P.

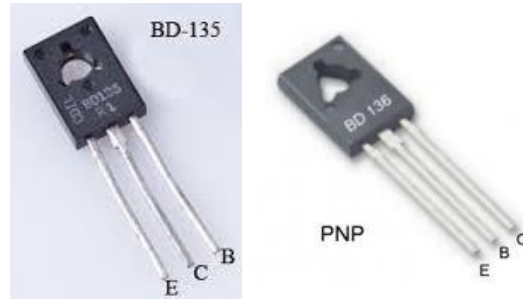


Figura 87: Transistores sistema de disparo

Dichos transistores se caracterizan por tener una rápida conmutación y operara con una tensión de base de 5 voltios. Lo que permite que sean adecuados para el sistema de disparo.

- La resistencia Rgate elegida es de 1 ohmio.
- Para fijar la tensión Vdrive, se usa la tensión que proviene de la fuente de alimentación de 19 voltios, ya que que se encuentra dentro del rango del disparo del IRFZ34n.
- Para que los armónicos procedentes de la conmutación de los dos bipolares no se filtren a la fuente, se colocan 2 condensadores en paralelo a la fuente. El primer condensador es de $1\mu\text{F}$ y el segundo de 100nF .

De esta manera ya está diseñado el sistema de disparo del convertidor.

7.2. Diseño de la PCB

Para el diseño de la PCB se va a utilizar el programa de diseño OrCAD. Este programa posee una serie de bibliotecas donde se encuentran los datos de diferentes tipos de componentes. OrCAD es un programa que se divide en 3 grandes bloques:

- **OrCAD Capture:** Esta aplicación del programa permite realizar el diseño del esquemático del circuito. Para ello, posee una biblioteca de componentes que le permite al usuario utilizar o guardar nuevos componentes. Esta herramienta es capaz de generar una netlist que recopila toda la información referente al esquemático para poder exportarla a otros programas.
- **OrCAD PSpice:** PSpice es una aplicación capaz de correr simulaciones de los esquemáticos diseñados por el Capture. Opcionalmente este programa puede exportar datos desde Simulink a PSpice. Las simulaciones que puede llevar a cabo PSpice son 3: *DC Analysis*, se utiliza para calcular los nodos de tensiones y corrientes de circuitos invariantes en el tiempo, *Transient Analysis*, sirve para calcular circuitos donde las fuentes son variables en el tiempo y por último *AC Analysis*, que permite para calcular variaciones en pequeña señal.
- **OrCAD Layout:** Esta aplicación del programa se encarga de crear la huella de diseño de la PCB para su impresión. A partir de la netlist que crea el Capture, este programa es capaz de reconocer los elementos del circuito y generarla sus respectivas huellas. Este programa le da al usuario la libertad de hacer modificaciones en el diseño de su placa: modificando la posición de los elementos, seleccionando el número de capas o planos a usar, rutando los elementos manualmente, cambiando el tamaño de las pistas y Pads, etc.

7.2.1. OrCAD Capture

Con el programa Capture se va a realizar el esquema del circuito con los elementos seleccionados en el apartado anterior. Cabe destacar que como los transformadores son caseros, hay que diseñar su huella en el Capture.

7.2.1.1. Diseño del esquemático del transformador

En este apartado se va a explicar cómo crear un nuevo componente [16]. Lo primero que hay que hacer es abrir el OrCAD Capture y seleccionar *New/Librery*.

Aparecerá el gestor de librerías del programa. Para crear una nueva librería, se debe marcar el nombre de la librería que aparecerá por defecto y con ella marcada seleccionar la opción de *Save as*. Para facilitar el acceso a esta nueva librería es recomendable guardarla con el resto de librerías con el nombre que el usuario desee. Una vez guardados estos cambios, se podrá apreciar que el nombre de la librería se ha modificado.

Para empezar a diseñar el componente se deberá pulsar con el botón derecho del ratón y seleccionar la opción de *New Part*. Aparecerá una ventana como se muestra en la Figura 87, donde se debe incluir el nombre del nuevo componente, la referencia del componente y la Footprint.

Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

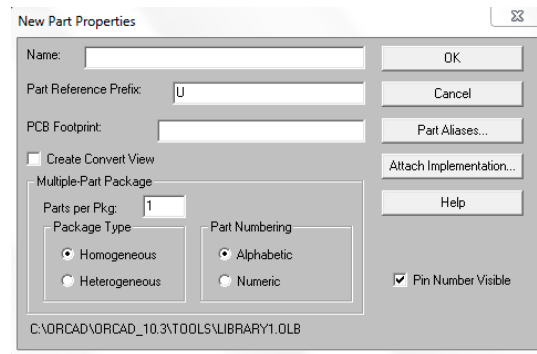


Figura 88: Configuración de un nuevo elemento en Capture

Una vez completado el paso de la figura 88, se abrirá el editor de elementos. Para diseñar el elemento se debe dibujar dentro del cuadro punteado, ya que en la parte externa se colocan los pines. Se puede modificar el tamaño del cuadro para el diseño de los componentes.

Una vez definido el componente, se colocan los pines. Para ello, se selecciona la opción de *Place Pin* de la barra de herramientas. Esta herramienta permite definir el nombre de pin, el número de referencia, el tipo de conexión y su forma. En este paso hay que tener bastante cuidado en como colocar los pines del componente, ya que cuando se realice su huella se tendrá que tener en cuenta el número al que corresponde cada pin.

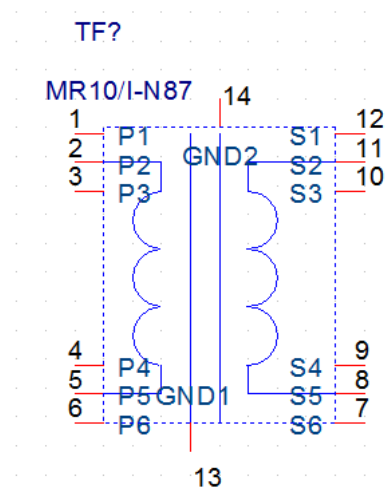


Figura 89: Diseño del transformador

Finalmente, se guardará el elemento creado en la nueva biblioteca.

7.2.1.2. Diseño del esquemático del convertidor

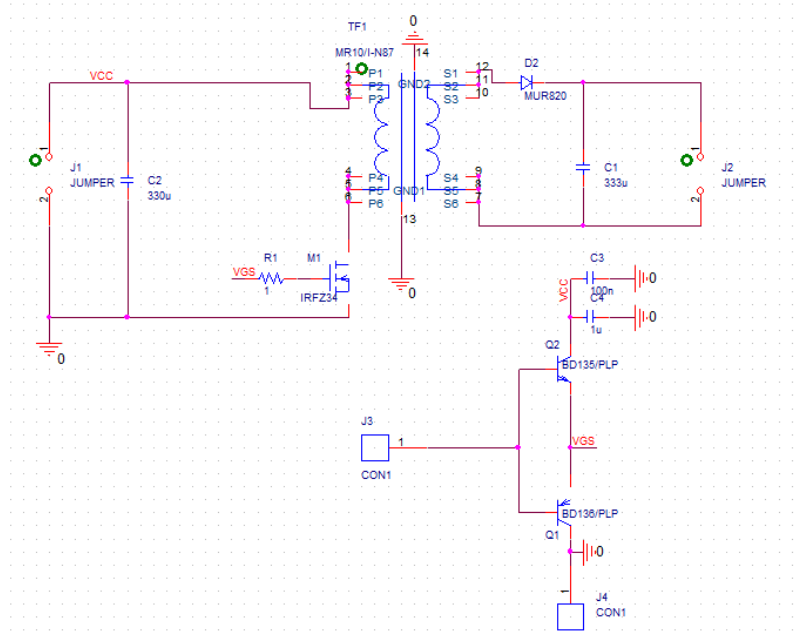


Figura 90: Esquemático Capture

En la Figura 90, se puede apreciar el esquemático del convertidor que se ha diseñado en OrCAD Capture. En el esquemático, tanto la carga como la fuente de alimentación se han sustituido por Jumpers, esto se debe a que estos dos componentes no van a ser fijos en la PCB. Además, las conexiones J3 y J4 corresponden a las conexiones de la PCB con el Arduino, concretamente con la señal de disparo (pin 3 Arduino) y tierra.

Una vez terminado el diseño del esquemático se debe acceder al *Project manager* para crear la netlist. Para ello, se debe seleccionar el esquemático e ir a la barra de *tools*, donde se escoge la opción de *Create Netlist*.

7.2.2. OrCAD Layout

Una vez generada la netlist, se procede a diseñar la posición y el rutado de cada uno de los componentes. Cabe destacar que si OrCAD Layout detecta que hay algún elemento sin huella, permite al usuario asignarla manualmente.

7.2.2.1. Diseño de la huella del transformador

Lo primero que hay que hacer es diseñar la huella del transformador. Para crear la huella de un componente, simplemente se debe ir desde OrCAD Layout a *tools/ Library Manager*. Cuando se selecciona dicha opción, se desplegará el creador de huellas como se muestra en la Figura 91. En la parte izquierda aparece un menú con todas las bibliotecas de huellas de cada componente que tienen asociados [17].

Para empezar a diseñar una nueva huella se debe seleccionar la pestaña de *Create New Footprint*

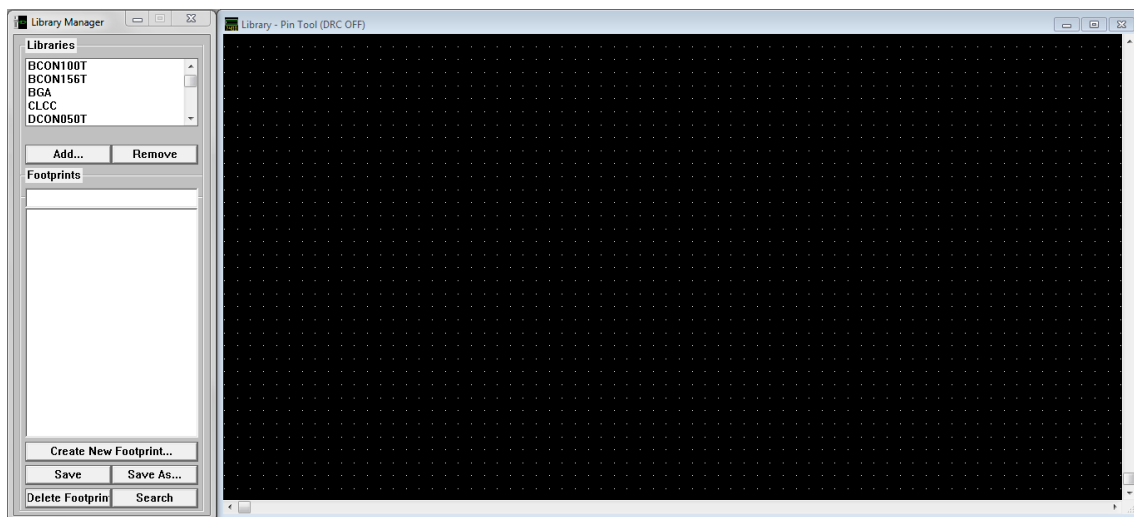


Figura 91: Creador de huellas OrCAD Layout

Una vez seleccionado la creación de una nueva huella, aparecerá una pestaña como se muestra en la Figura 92. En ella se debe introducir el nombre de la huella y el tipo de medidas que se va a utilizar para su creación.

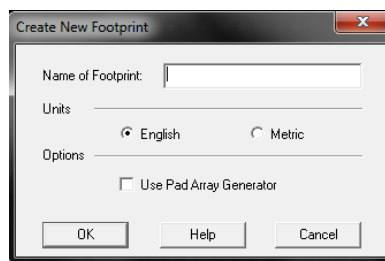


Figura 92: Configuración de las nuevas huellas

Una vez se da a *OK*, se abre el creador de huellas. Para empezar a crear una huella, lo primero que el usuario tiene que hacer es modificar el *grid* para mover los pads de manera cómoda. Para modificar este espaciado se deberá seleccionar *Opciones/ System Settings*. Posteriormente, aparece por pantalla el menú que se muestra en la Figura 93.

Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

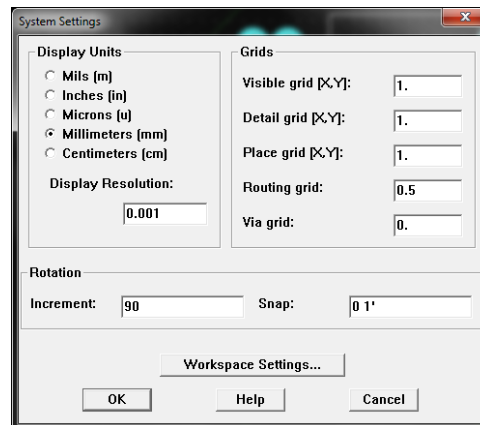


Figura 93: System Settings

El usuario simplemente debe seleccionar en la parte de *Grids*, el espacio deseado entre dos puntos para poder diseñar su huella.

El siguiente paso para el diseño de la huella del componente es colocar los Pads. El número que lleva asociado cada Pad corresponde con el número de pin que se colocó en el esquemático creado en el OrCAD Capture. De acuerdo a esto, la posición de cada Pad debe corresponderse con el Pin del componente con el mismo número.

Una vez definido la posición de cada uno de los Pads se debe definir el bode del elemento. Para la huella del transformador, se ha preferido dejar un poco más de espacio respecto al resto de componentes, debido al campo magnético que genera. Finalmente, se guarda el diseño de la huella.

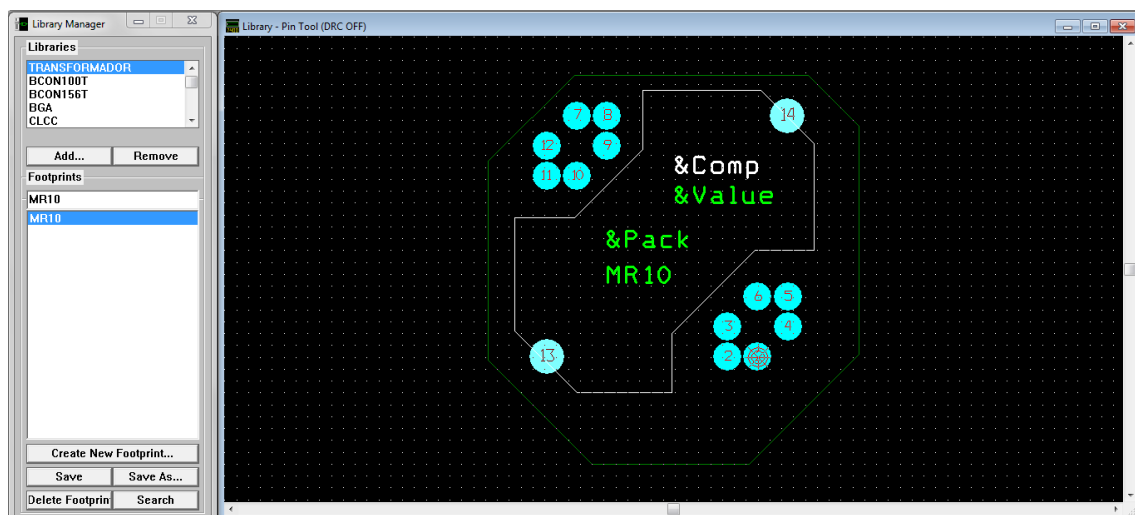


Figura 94: Huella del Transformador MR10

En la Figura 94, se muestra el diseño de la huella del transformador usada para el diseño de la PCB.

7.2.2.2. *Diseño de la PCB*

Una vez terminada la huella y carga la netlist de su esquemático en el Layout, el programa genera todas las huellas de los componentes e indica la conexión de cada uno.

Generalmente cuando se quiere diseñar una PCB se siguen los siguientes pasos:

1. Desactivar la opción de DRC, de esta manera se puede mover los elementos con más comodidad ya que permite superponer componentes.
2. Definir los bordes de la placa.
3. Seleccionar el número de capas a usar y los planos.
4. Cambiar el tamaño de las pistas según la corriente que circule por ellas.
5. Definir el tamaño de los Pads de los componentes.
6. Emplazamiento de los componentes.
7. Rutado de la placa.
8. Comprobar serigrafía y montaje.

Bordes de la placa

Para fijar el tamaño de la placa se definirá sus dimensiones máximas. Esta medida inicial puede no ser la definitiva ya que una colocados los elementos se puede reducir su tamaño.

Capas y planos

Para fabricar la PCB se va a utilizar solo la capa *bottom* para el rutado y el plano de masa, de esta manera los componentes quedan montados en la superficie de la placa.

Tamaño de las pistas

En el circuito posee 3 regiones: La zona de disparo, la zona de alimentación y el secundario.

Para esta primera zona se van a utilizar pistas muy cortas para minimizar el tiempo de respuesta. Al no circular por ella una corriente muy elevada, su tamaño será de unas 30 mils que equivale a unos 0,76 mm.

Para la zona del secundario se va a calcular el ancho de pista [18] con la siguiente fórmula:

$$\text{Ancho} = \text{Área} / (L \cdot 1,375) \quad (70)$$

Donde L es el grosor de la pista, para este diseño es de 2 onzas pie cuadrado o 70µm.

Para saber el área, la fórmula es la siguiente:

$$\text{Área} = \left[\frac{I}{K_1 \cdot \Delta T^{K_2}} \right]^{\frac{1}{K_3}} \quad (71)$$

Dónde:

I es la corriente que circula por la pista.

Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

K1 es una constante que vale 0,015 cuando es pista interna (rutado entre capas) o 0,0647 cuando es pista externa (top o bottom).

K2 es otra constante de valor 0,5453 si es pista interna y 0,4281 si es pista externa.

K3 es otra constante de valor 0,7349 en caso de pista interna y 0,6732 si es pista externa.

ΔT es el incremento de temperatura, en general suele ser de 10°C.

Sustituyendo la ecuación (72) en (70), se obtiene el ancho de pista en mils:

$$Ancho = \frac{\left[\frac{I}{K_1 \Delta T K_2}\right]^{\frac{1}{K_3}}}{(L \cdot 1,375)} \quad (72)$$

Si se realizan estos cálculos para una pista externa de corriente de 10,737A, el grosor de pista es de 166,5 mils. Como en el primario hay 3 veces menos corriente el tamaño debe ser como mínimo 3 veces menor. Por lo que en este caso se diseñara con 60 mils.

Tamaño de los Pads

El tamaño de los Pads de cada uno de los componentes dependerá del tamaño de la pista. En cualquier caso, para facilitar el taladrado, el tamaño mínimo será de 80mils para asegurar un margen y no romper la placa.

Después de comentar estos pasos el resultado final obtenido es el siguiente:

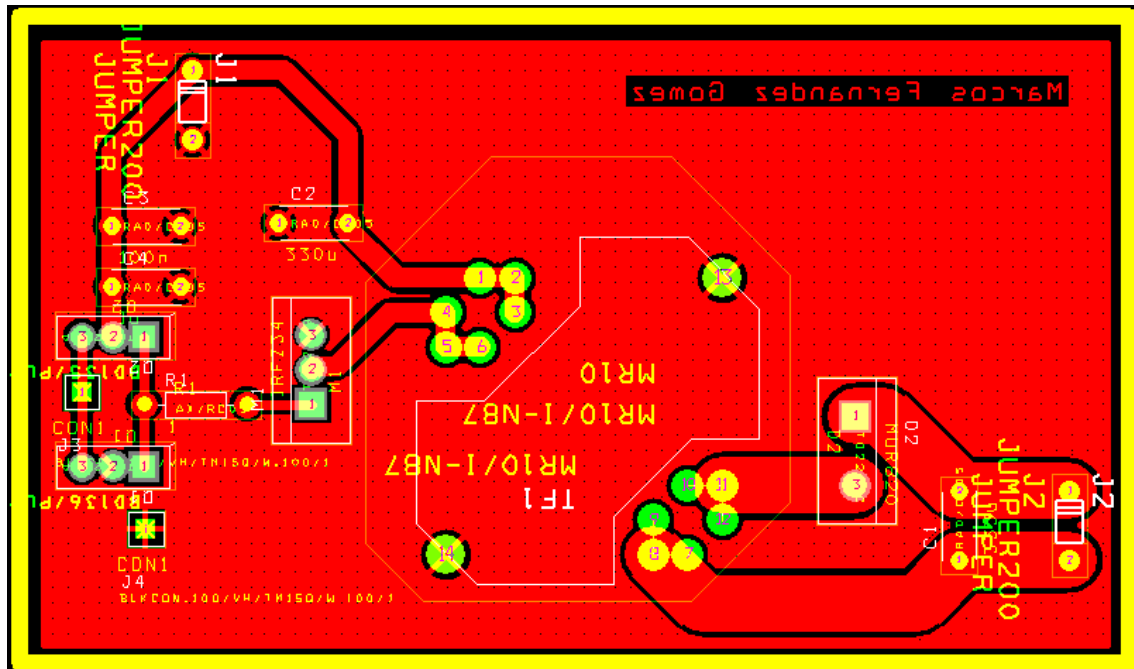


Figura 95: PCB

De esta manera se termina el diseño de la PCB, solo quedará fabricarla y montarla para poder realizar las pruebas experimentales con el convertidor.

8. Pruebas reales del convertidor

En este epígrafe se van a realizar las pruebas reales con el prototipo de convertidor. El primer paso es el montaje de la PCB. En la Figura 96 y 97, se puede observar el diseño real del rutado de la placa y el montaje de los componentes en ella.

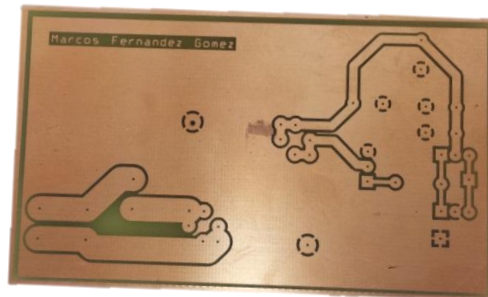


Figura 96: plano bottom de la PCB real

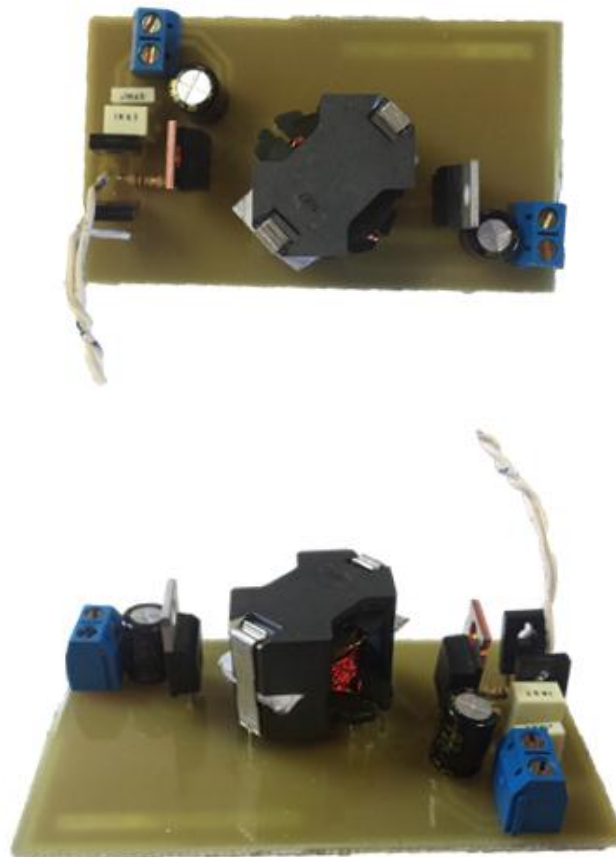


Figura 97: Montaje de la PCB

Una vez terminado el montaje de la PCB (Figura 97), se realizan las pruebas del convertidor.

Cómo se muestra en la Figura 98, para el cálculo del rendimiento del real del convertidor, se debe colocar 2 amperímetros y 2 voltímetros para medir la corriente y tensión a la entrada y a la salida del convertidor. Al conectar los voltímetros en paralelo en los conectores de entrada y salida de la PCB, se mide con exactitud la tensión de entrada y salida del convertidor.

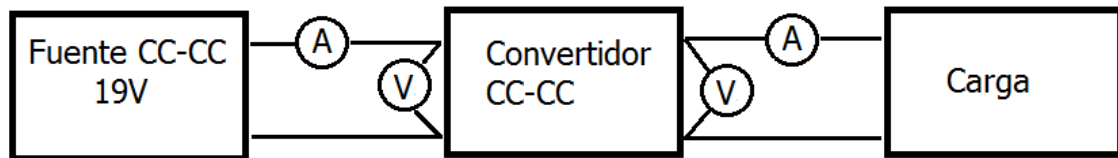


Figura 98: Esquema de medición de los valores de entrada y salida del convertidor

Ante la imposibilidad de realizar dicho experimento por la falta de polímetros, se ha optado por tomar imágenes de las formas de onda de algunos componentes con el osciloscopio. A causa de los efectos que se pueden dar en la tensión del Mosfet, se ha optado por utilizar un ciclo de trabajo de 0,44. De esta forma, los convertidores no van a funcionar en su punto de trabajo y por tanto no se puede obtener sus rendimientos.

8.1. Estudio del convertidor 1

En este apartado se va a realizar las pruebas del convertidor 1.

Para ello, se va a realizar una comparativa de la señal de disparo del Mosfet con su tensión de polarización y la tensión de salida.

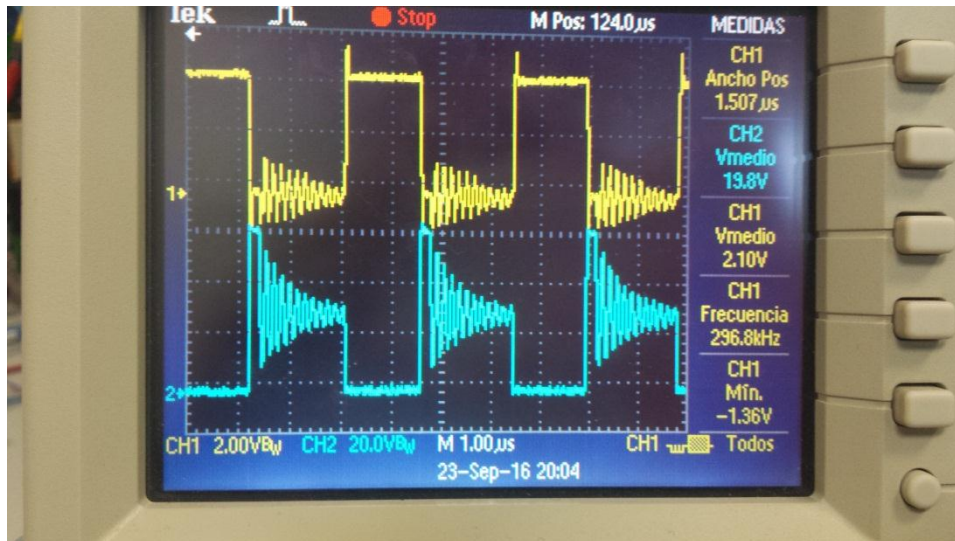


Figura 99: Tensión real en el Mosfet convertido 1

En la Figura 99, el canal 1 muestra la señal de disparo del Mosfet y el canal 2 la tensión drenador-fuente del Mosfet. El valor medio de la tensión del Mosfet es de 19,8V. Durante el t_{off} , el Mosfet sufre una perturbación en su tensión que provoca que su forma de onda se deforme y aparezcan picos superiores a los 60V. Este efecto es generado por el transformador. Ante el cambio brusco en la corriente, el transformador genera los picos de tensión que pueden apreciarse en el Mosfet. Respecto la señal de disparo, se puede apreciar que cuando el Mosfet conmuta y se encuentra abierto, la señal de 0 voltios se ve afectada con una oscilación.

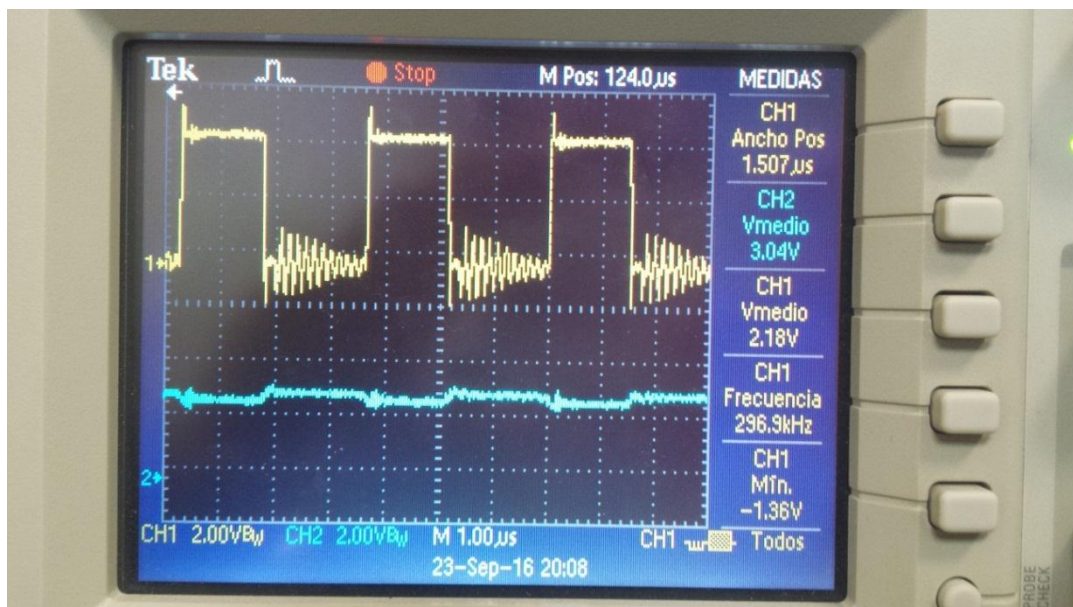


Figura 100: Tensión de salida del convertidor 1

Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

En la Figura 100, el canal 1 muestra la señal de disparo y el canal 2 la tensión de salida. Como puede observarse, la tensión de salida del convertidor es de 3,04V. Además, el rizado de tensión es superior al 1%, ya que se aprecian variaciones que pueden rondar el medio voltio.

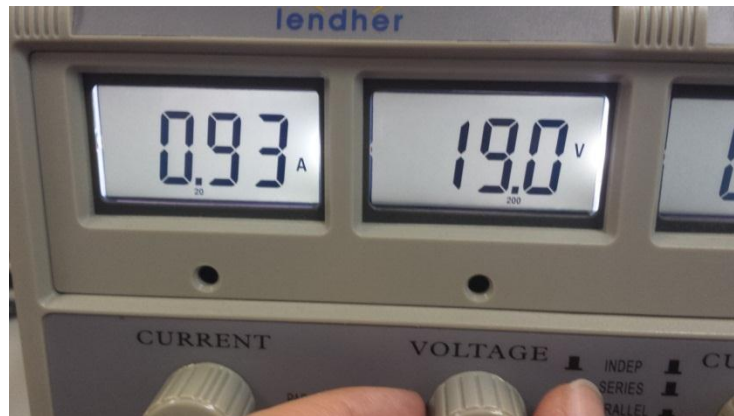


Figura 101: Fuente de alimentación del convertidor 1

En la Figura 101 se puede apreciar la corriente y la tensión que suministrar la fuente al convertidor, con dichos valores se va a calcular la eficiencia del convertidor.

Sabiendo que el valor de la resistencia, medida con el polímetro, es de $1,7\Omega$. Se puede aplicar la Ley de Ohm para obtener la corriente de salida

Valores del convertidor	
Vo	3,04V
Io	1,79A
Vs	19V
Is	0,93V

Tabla de valores medios reales del convertidor 1

8.2. Estudio del convertidor 2

Para el caso del convertidor 2, en la Figura 102 se muestra las formas de onda de la señal de disparo en el canal 1 y la tensión drenador-fuente del Mosfet en el canal 2.



Figura 102 : Tensión real en el Mosfet del convertidor 2

Como se puede apreciar en la Figura 102, la tensión del Mosfet sufre unos picos de tensión debido al transformador durante el t_{of} . Con estos picos de tensión, el Mosfet alcanza valores próximos a los 60V comprometiendo la integridad de este componente (el Mosfet aguanta una tensión máxima de 55V). Sin embargo, La tensión media de esta onda es de 19,6 voltios, un poco superior a los 18,3V calculados con Psim. Cabe destacar que cuando el Mosfet está abierto, se produce una oscilación en la señal de disparo.

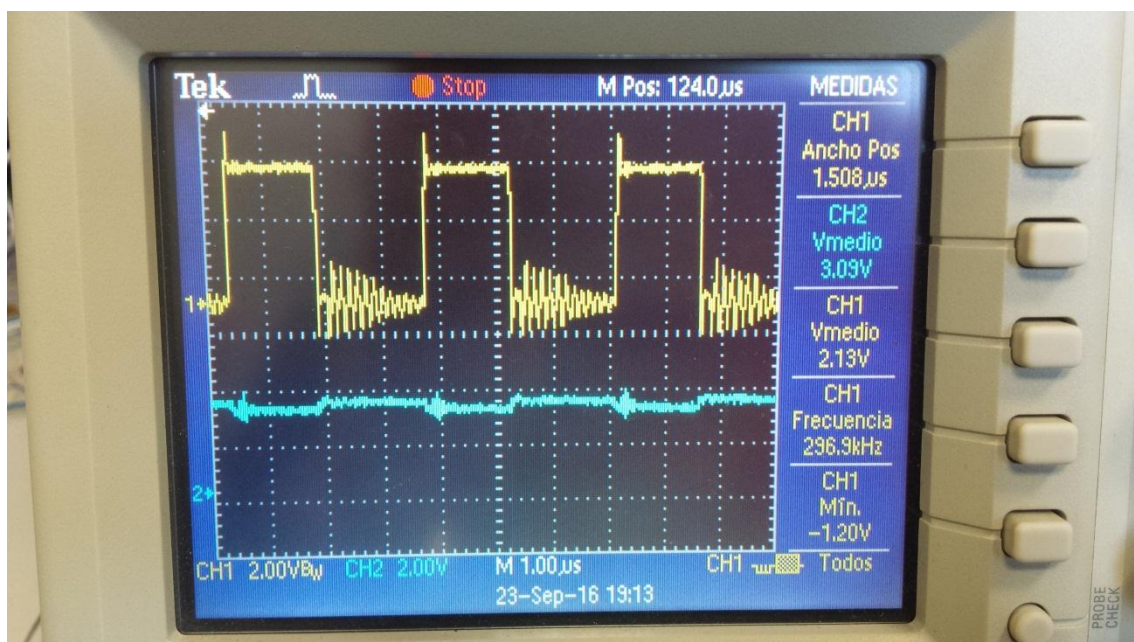


Figura 103: Tensión de salida real del convertidor 2

Como puede observarse en la Figura 103, el canal 1 es la señal de disparo del Mosfet y el canal 2 la tensión de salida del convertidor. La tensión de salida del convertidor diseñado tiene un valor de 3,09V. Además, se puede comprobar que el rizado de dicha tensión es superior a la especificación del 1%. Este elevado rizado está ocasionado por los picos de tensión que tiene el Mosfet, los cuales se reflejan en la tensión de salida.



Figura 104: Fuente de alimentación del convertidor 2

Como se observa en la Figura 104, la tensión de entrada en el convertidor es de 18,9V y la corriente de 0,95A.

Valores del convertidor	
Vo	3,09V
Io	1,81A
Vs	18,9V
Is	0,95V

Tabla de valores medios reales del convertidor 2

8.3. Estudio del convertidor 3

Para el caso del convertidor 3, en la Figura 105 se muestra las formas de onda de la señal de disparo en el canal 1 y la tensión drenador-fuente del Mosfet en el canal 2.



Figura 105: Tensión real del Mosfet del convertidor 3

Como puede apreciarse en la Figura anterior, el Mosfet sufre unos picos de tensión durante el t_{off} , que le hacen alcanzar los 40V durante gran parte de ese periodo. El valor medio de la tensión en el Mosfet es de 17,6V, bastante inferior a los 19,3V que se obtenían en la simulación. Por ultimo cabe mencionar, que la tensión de disparo del Mosfet se ve perturbada por los picos que tiene la tensión drenador-fuente que tiene dicho componente.

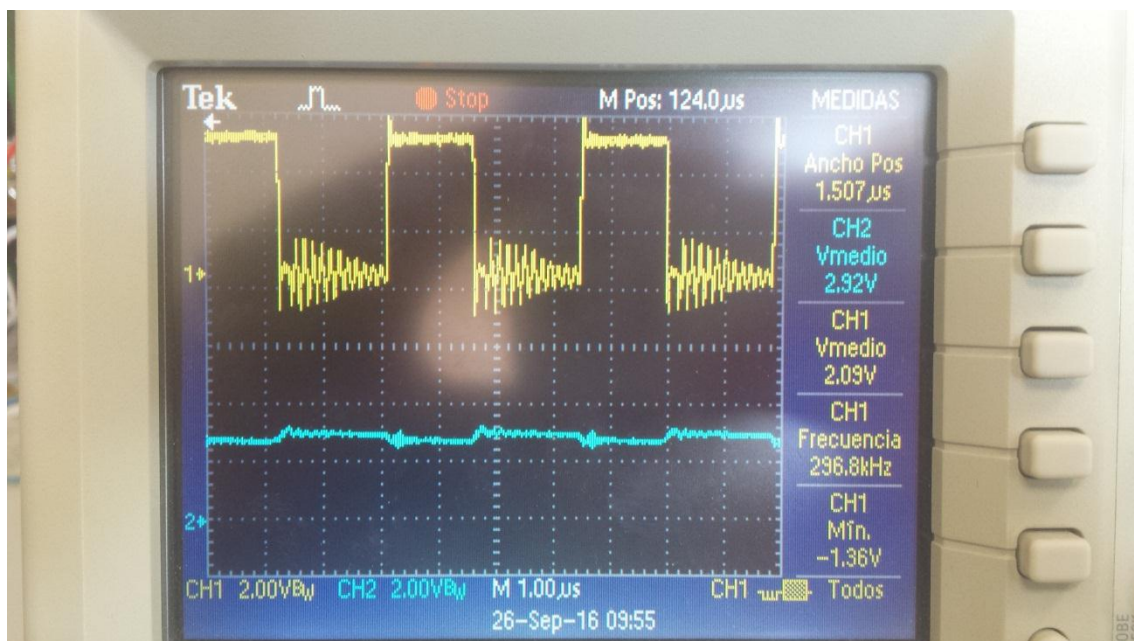


Figura 106: Tensión de salida real del convertidor 3

Como puede observarse en la Figura 106, el canal 1 corresponde a la señal de disparo del Mosfet, mientras que el canal 2 muestra la tensión de salida del convertidor 3. El valor de dicha tensión de salida es de 2,09V. Además, el rizado de esta tensión es superior al 1%. Esta elevada variación de la tensión de salida puede explicarse debido a los picos de tensión que sufre el Mosfet. Cuando se generan oscilaciones en la señal de disparo, se aprecian variaciones en la tensión de salida del convertidor.

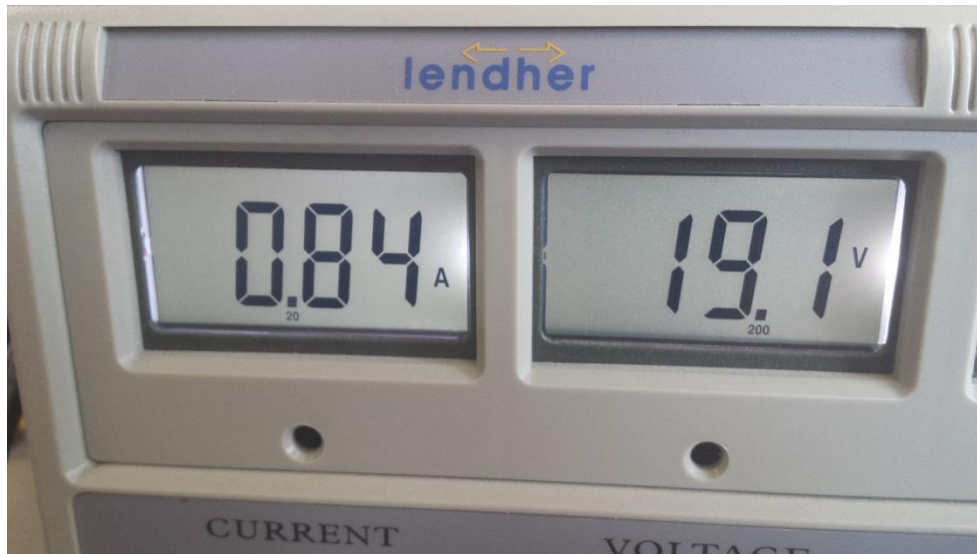


Figura 107: Fuente de alimentación del convertidor 3

Como se observa en la Figura 107, la tensión de entrada en el convertidor es de 19,1V y la corriente de 0,84A.

Valores del convertidor	
Vo	2,09V
Io	1,23A
Vs	19,1V
Is	0,84V

Tabla de valores medios reales del convertidor 3

8.4. Estudio del convertidor 4

Para el caso del convertidor 4, en la Figura 108 se muestra las formas de onda de la señal de disparo en el canal 1 y la tensión drenador-fuente del Mosfet en el canal 2.



Figura 108: Tensión real del Mosfet el convertidor 4

Como se aprecia en la Figura 108, la tensión drenador-fuente del Mosfet sufre unos picos de tensión con los que alcanza valores superiores a los 60V durante el t_{off} . El valor medio de esta tensión es de 19,6V, dicho valor es muy próximo a los 19,94V obtenidos con la simulación de Psim. Cabe destacar que como en los casos anteriores, estos picos de tensión del Mosfet generan en la señal de disparo oscilaciones.

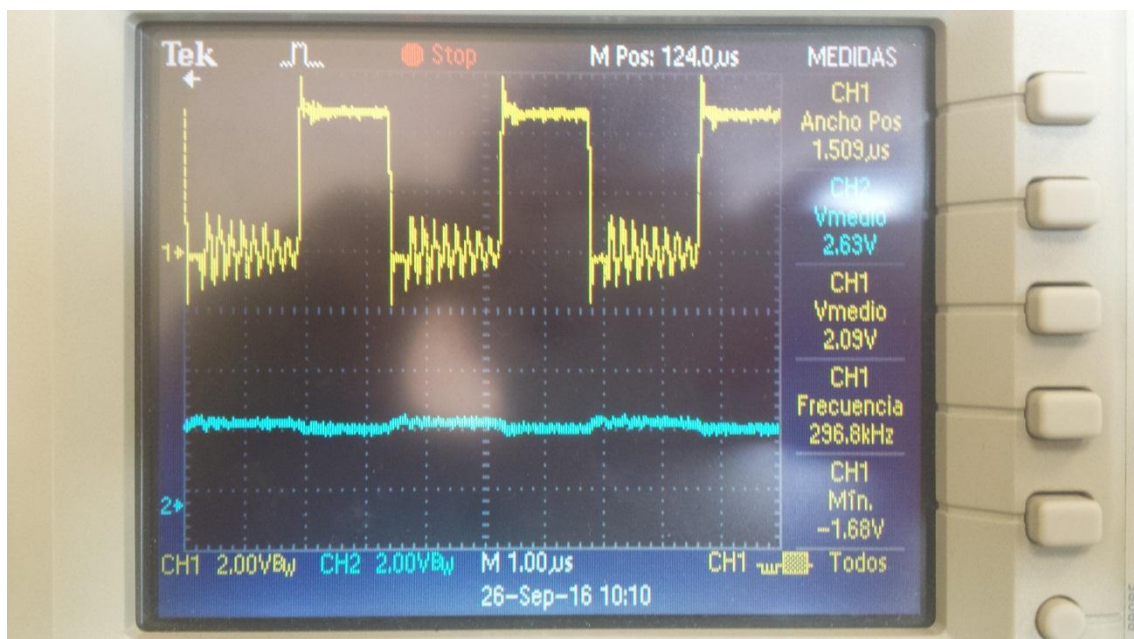


Figura 109: Tensión de salida real del convertidor 4

Como puede apreciarse en la Figura 109, el canal 1 corresponde con la forma de la señal de disparo y el canal dos con la forma de onda de la tensión de salida del convertidor. Para el convertidor 4, la tensión de salida tiene un valor de 2,09V. Además, el rizado de tensión es superior al 1%.



Figura 110: Fuente de alimentación del convertidor 4

Como se observa en la Figura 110 la tensión de entrada en el convertidor es de 18,8V y la corriente de 0,83A.

Valores del convertidor	
Vo	2,09V
Io	1,23A
Vs	18,8V
Is	0,83V

Tabla de valores medios reales del convertidor 4

8.5. Conclusiones

A la vista de los resultados obtenidos durante las pruebas reales del convertidor diseñado, se pueden obtener 3 puntos fundamentales:

1. El transformador genera una serie de oscilaciones en el circuito eléctrico del convertidor. Estas oscilaciones afectan en mayor o menor medida según el diseño del transformador. Para el caso de estos 4 transformadores, el transformador 1 y 2 son los que mejor resultado obtienen.
2. Para el diseño del transformador, la mejor elección resulta utilizando el menor número de cables en paralelo y con la mayor sección. En general, los 2 transformadores con la sección del cable más grande son los mejores. Por otro lado comparando los transformadores con la misma sección, los que tenían menos cables en paralelo tienen una mejor eficiencia.
3. Los picos de sobretensión generados en el Mosfet, comprometen la integridad de este componente. En algunos casos, se le forzaba a trabajar al Mosfet con un nivel de tensión superior al indicado en su hoja de características. Este problema de sobretensiones se puede evitar diseñando un Snubber.

9. Cierre de lazo de realimentación

Para este último apartado se va a proceder a realizar el cierre del lazo del convertidor. El objetivo de este cierre de lazo consiste en controlar la respuesta dinámica del convertidor. El término de dinámica del convertidor no solo afecta al régimen permanente sino también al transitorio. Como en el estado de régimen transitorio no se cumplen las condiciones de régimen permanente, es necesario buscar otra alternativa para el modelado. Con el lazo abierto, si se produce una perturbación en el sistema, el funcionamiento normal del convertidor se vería afectado cambiando su punto de trabajo. Lo que puede provocar que los elementos, en este caso los teléfonos móviles, que se encuentren conectados, se estropeen por no trabajar con las características específicas de funcionamiento.

Para diseñar el lazo de control, se va a utilizar el programa SmartCtrl. Este programa permite diseñar el lazo de control de un circuito a partir de su punto de trabajo.

9.1. Selección del regulador

En general existen 4 tipos de reguladores, según el número de polos y ceros que posee cada uno:

Tipo 1 o Single Pole: Este regulador posee un polo en el origen y se utiliza para sistema de primer orden.

PI o Integrador Proporcional: El regulador Integral posee un polo en el origen y un cero. Según la posición del cero se puede modificar el transitorio del sistema alejándolo del cero o acercándolo. Además, este regulador aumenta la ganancia del sistema.

Tipo 2: El regulador Tipo 2 posee un polo en el origen y un polo y un cero. Este regulador puede llegar a $+90^\circ$ debido a la acción del cero, por lo que desde ese punto de vista es similar al PI. Sin embargo, como el Tipo 2 tiene otro polo, presenta una atenuación a altas frecuencias que se puede modificar según el sistema.

Tipo 3: Su función de transferencia posee un polo en el origen y además, 2 polos y 2 ceros. Por lo tanto este regulador es capaz de conseguir un $+180^\circ$ de fase debido a los 2 ceros. Debido a este efecto este regulador se utiliza para sistemas de 1º y 2º orden, ya que aporta un mayor grado de libertad para la estabilidad del sistema.

Dado que el Convertidor Flyback es un sistema de segundo orden, se va a utilizar el regulador Tipo 3 para el diseño del lazo de realimentación.

9.2. Diseño con SmartCtrl

A la vista de los resultados del convertidor de los epígrafes anteriores, se va a realizar el cierre de lazo del convertidor que utiliza el transformador 2. Para ello se va a describir el procedimiento de diseño utilizando la herramienta de SmartCtrl.

1. Al abrir el programa SmartCtrl, se debe seleccionar el tipo de circuito para diseñar el lazo de realimentación, como se muestra en la Figura 111.

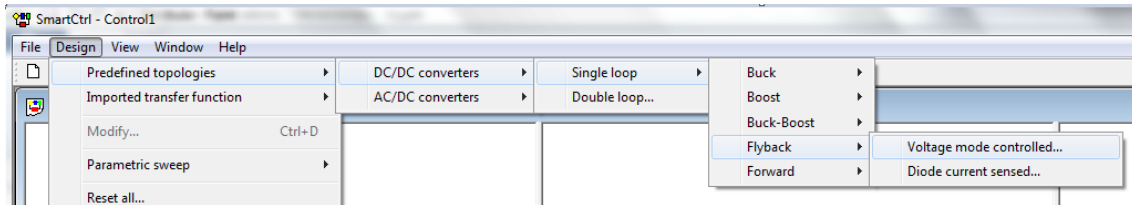


Figura 111: Selección del Convertidor Flyback

2. Cuando se selecciona el circuito, el programa lanza una ventana para que se indique los valores del punto de trabajo del sistema.

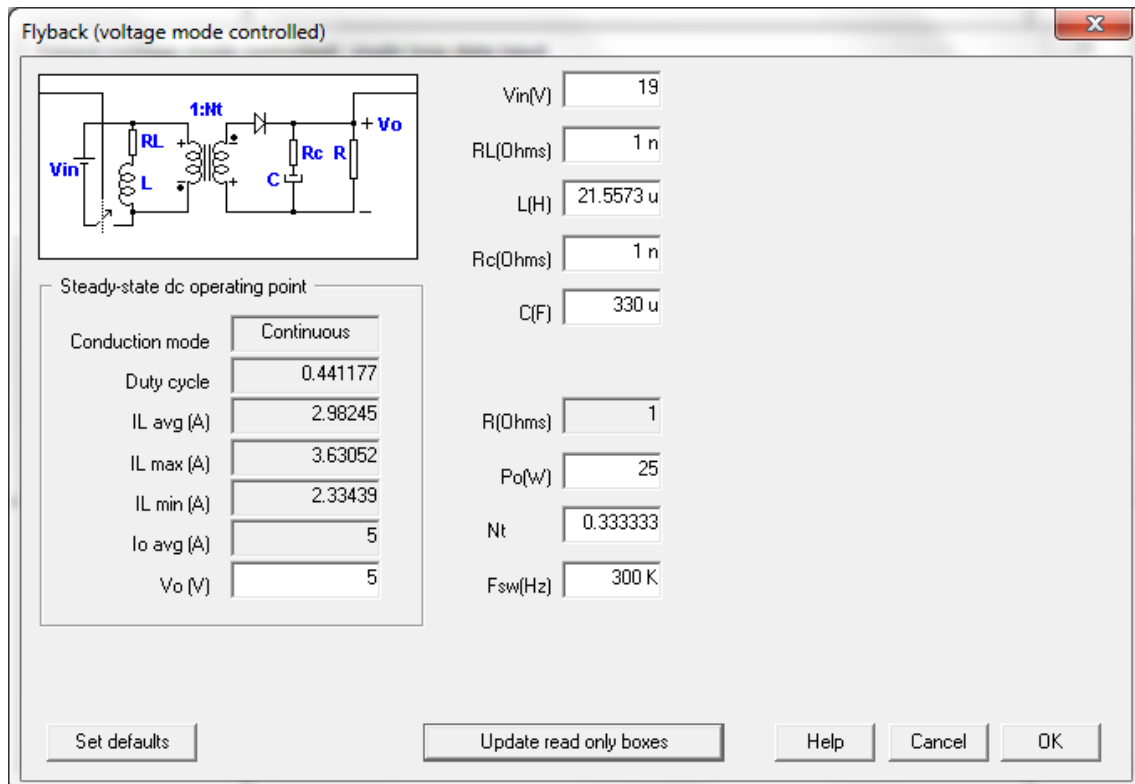


Figura 112: Planta del circuito

3. Con la planta del sistema diseñada, lo siguiente es elegir el tipo de sensado. Para el convertidor Flyback la opción elegida es *Isolated V. sensor* con las especificaciones de serie, Figura 113.

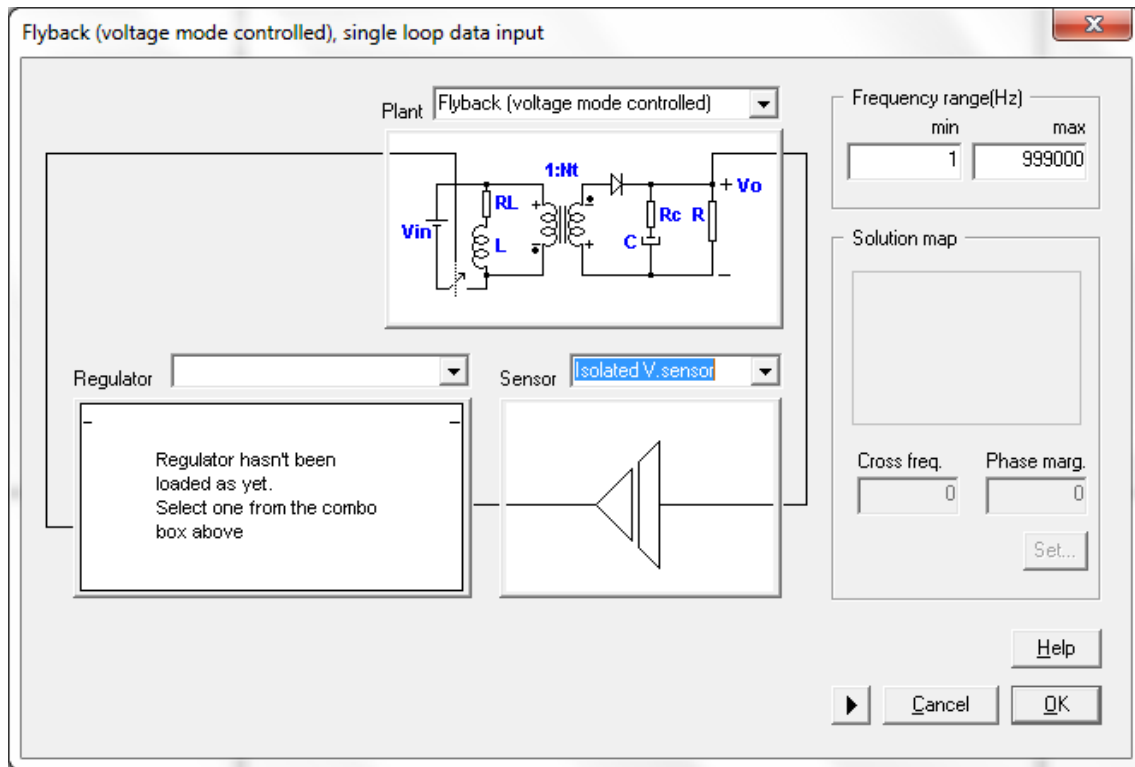


Figura 113: Elección de sensado

- El siguiente paso es elegir el tipo de regular. Como se comentó con anterioridad, el regulador elegido es el Tipo 3 con las especificaciones de serie.

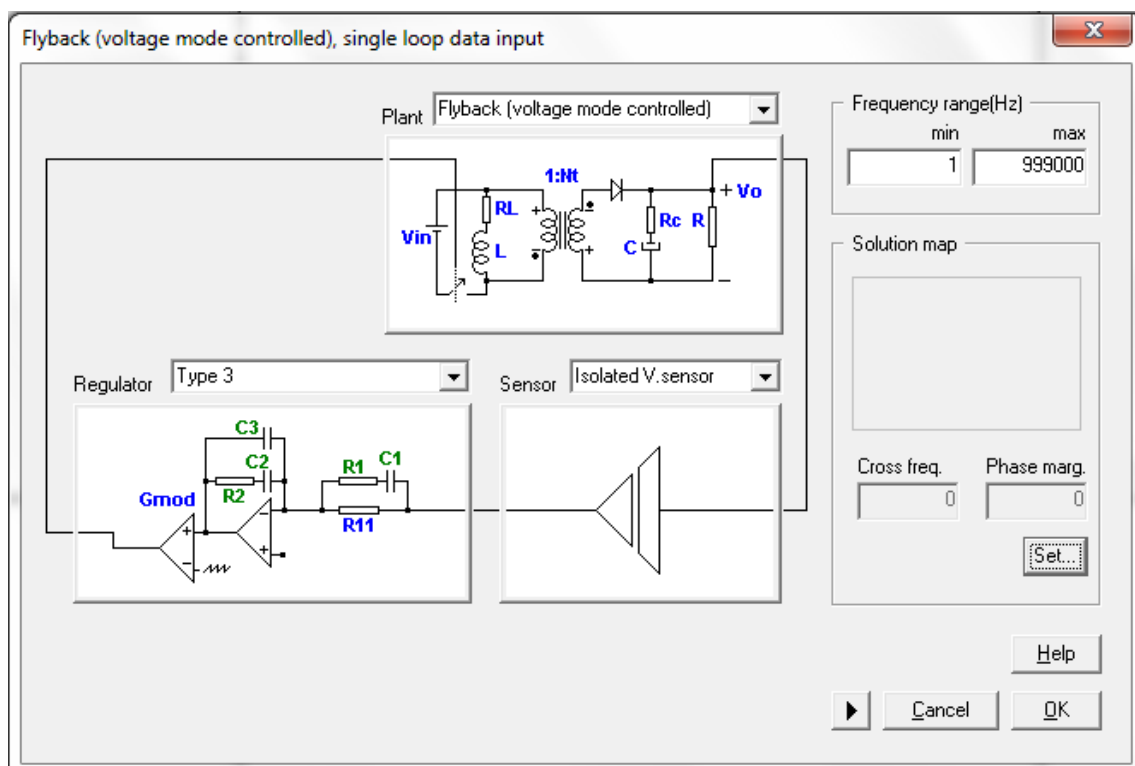


Figura 114: Elección de Regulador

- El último paso es seleccionar la frecuencia de cruce y el Margen de Fase, Figura 115.

Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

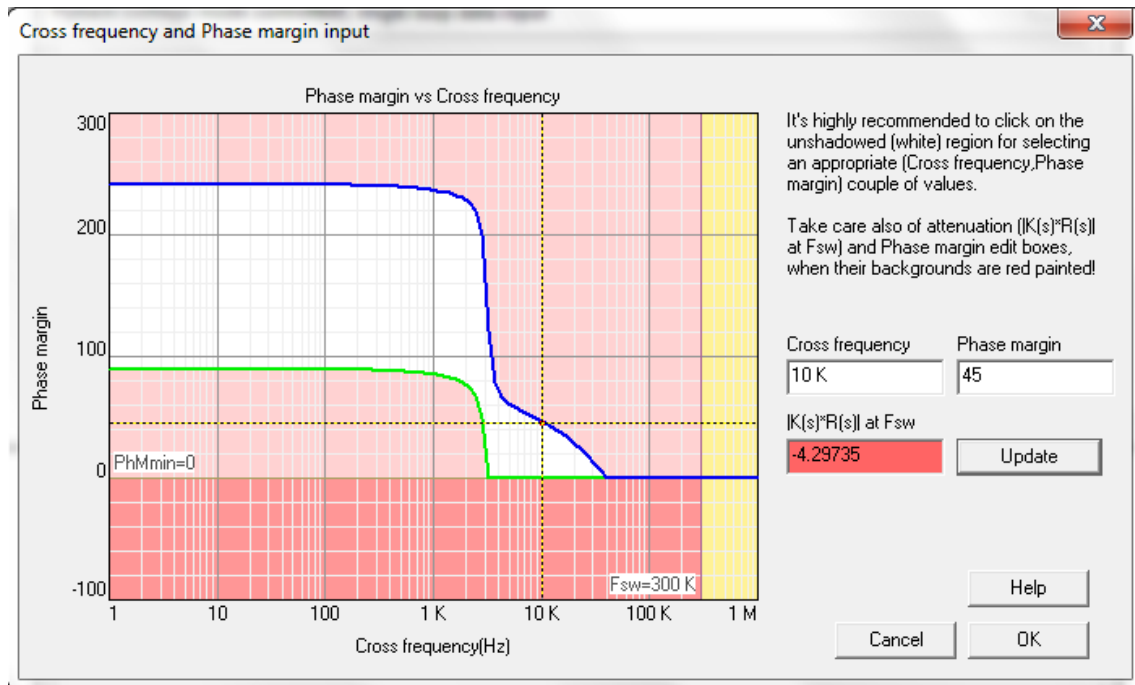


Figura 115: Selección del margen de fase y frecuencia de cruce

En este último paso, lo primero es seleccionar un margen de fase que esté entre 40° y 60° . De esta manera con la frecuencia de cruce se fija la atenuación que va a tener el regulador. En este caso es de 4,2 dB.

Cuando se aceptan las condiciones de diseño del lazo, el programa realiza diversos análisis de estabilidad donde se puede observar el comportamiento del sistema ante perturbaciones, Figura 116.

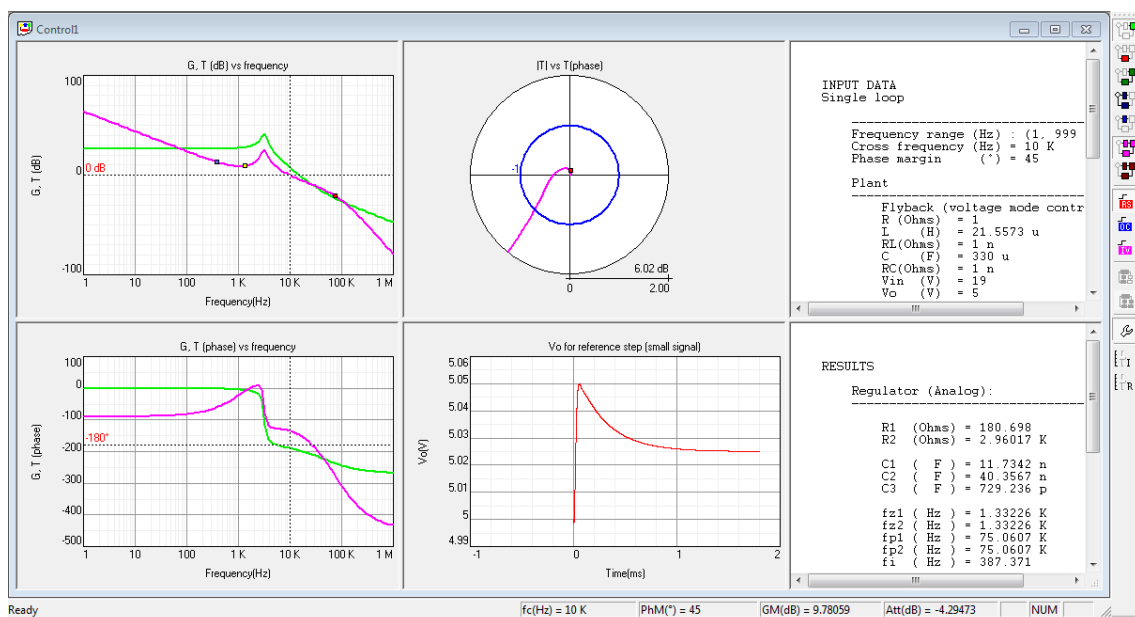


Figura 116: Estabilidad del sistema

En el análisis de la izquierda se puede observar el diagrama de bode de la planta y el lazo abierto, este último incluye regulador, planta y sensor.

El análisis central superior es el diagrama de Nyquist del sistema en lazo abierto, como se puede observar el sistema es estable ya que no se da la vuelta a -1 por la parte superior.

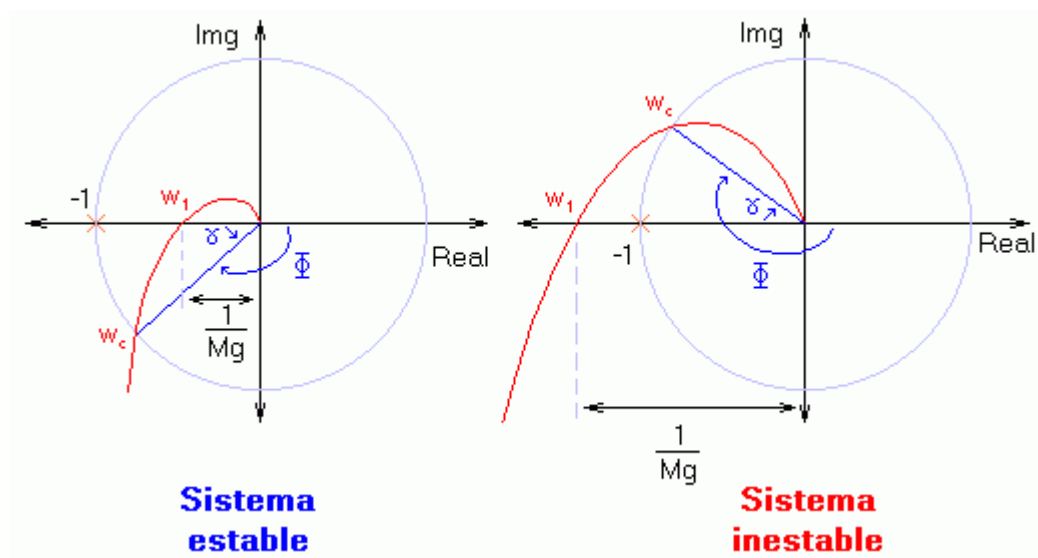


Figura 117: Principio de estabilidad Nyquist [24]

Debajo del diagrama de Nyquist de la Figura 117(Estabilidad del sistema), se puede observar, la respuesta transitoria del sistema de la tensión de salida.

En la parte derecha se encuentra los datos introducidos y los resultados generados mediante la aplicación SmartCtrl. Dichos datos pueden ser importados directamente a Psim, como muestra la Figura 118.

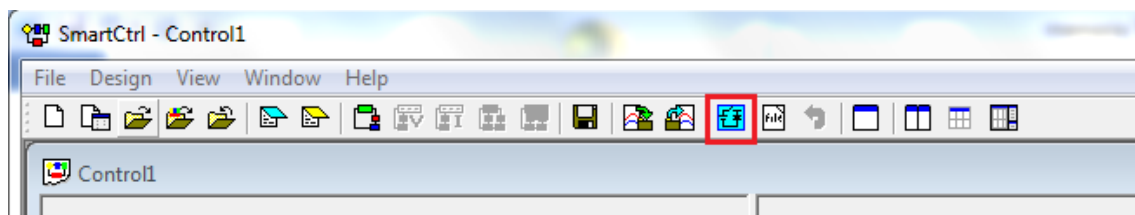


Figura 118: Exportar a Psim los datos del regulador

Cuando se exportan los datos a Psim se crea un fichero con el valor de los componentes del lazo de control.

Diseño, Modelado y Fabricación de un prototipo de fuente de alimentación con aislamiento galvánico

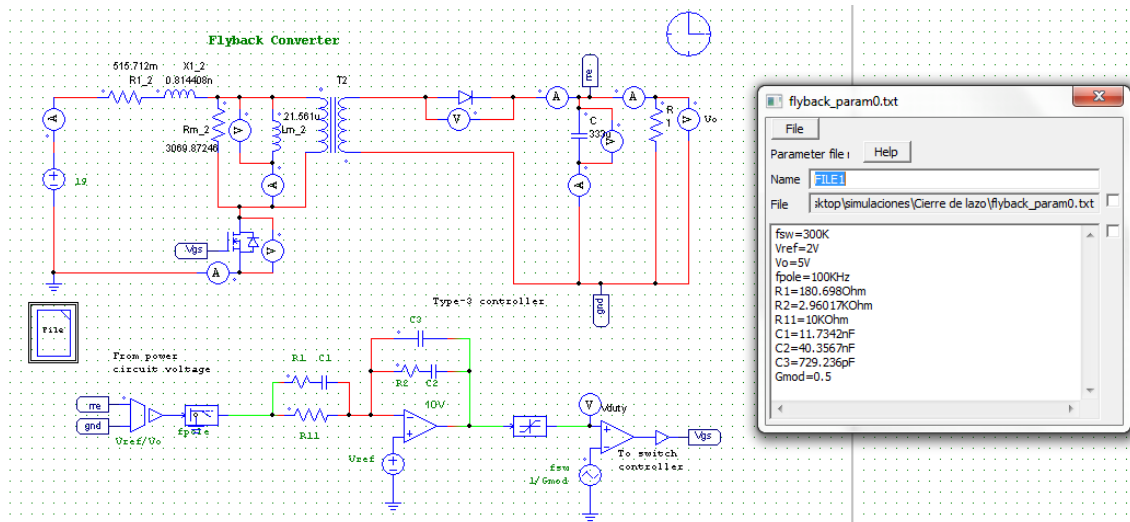


Figura 119: Datos exportados a Psim

Cabe destacar que para realizar la simulación de manera correcta se ha introducido un bloque limitador para que el sistema se comporte de la manera correcta. Con el limitador se consigue que el sistema no se quede bloqueado con el Mosfet abierto o cerrado, ya que se limita el valor máximo y mínimo de la tensión de comparación, para que al comparar con la onda triangular se pueda cambiar el valor del sistema.

Con este lazo de control la respuesta del sistema es el siguiente:

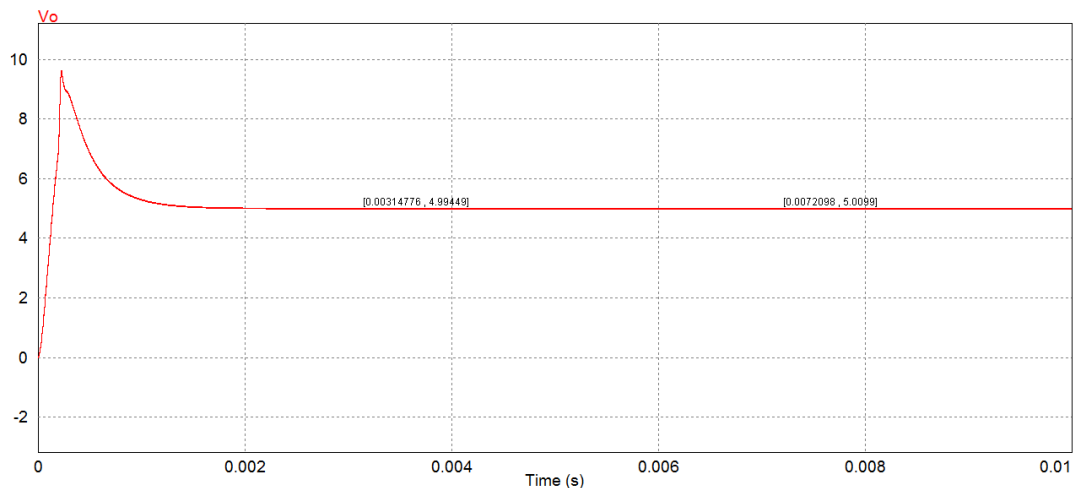


Figura 120: Respuesta del sistema con lazo cerrado

Como puede observarse en la Figura 120, el sistema mantiene una tensión de 5 voltios es régimen permanente. De esta manera se cumple con las especificaciones de diseño. Además, cabe destacar que el transitorio es aproximadamente de 2 mS por lo que la recuperación es bastante rápida.

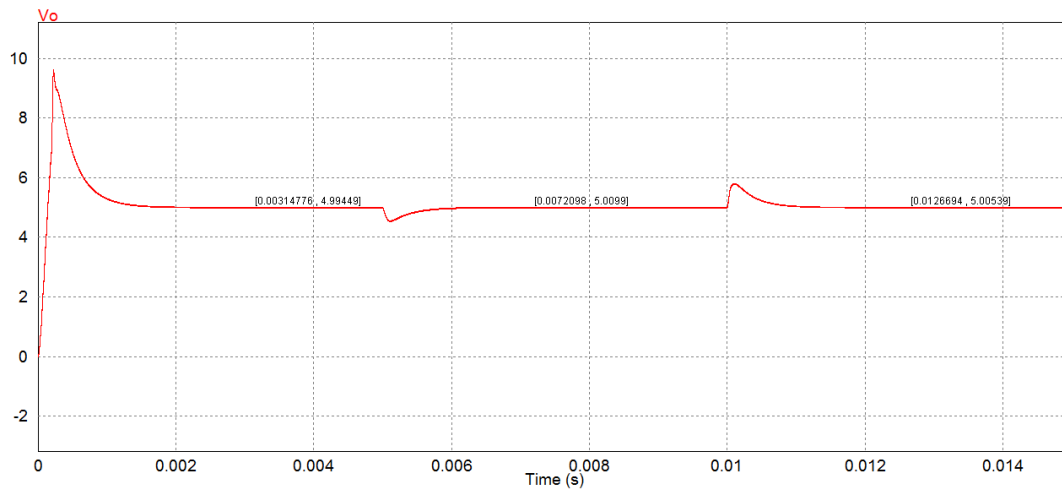


Figura 122: Respuesta del sistema ante cambios en la entrada

Como se puede observar en la Figura 122, cuando el sistema recibe una perturbación en la entrada, la respuesta del lazo permite una recuperación de aproximadamente 1 ms en la tensión de salida. De esta manera, el sistema recupera las condiciones específicas de funcionamiento.

9.4. Reducción de la potencia de salida

Esta prueba va a consistir en generar una reducción de la potencia de funcionamiento, para observar cómo se comporta el sistema ante este cambio en las condiciones de trabajo.

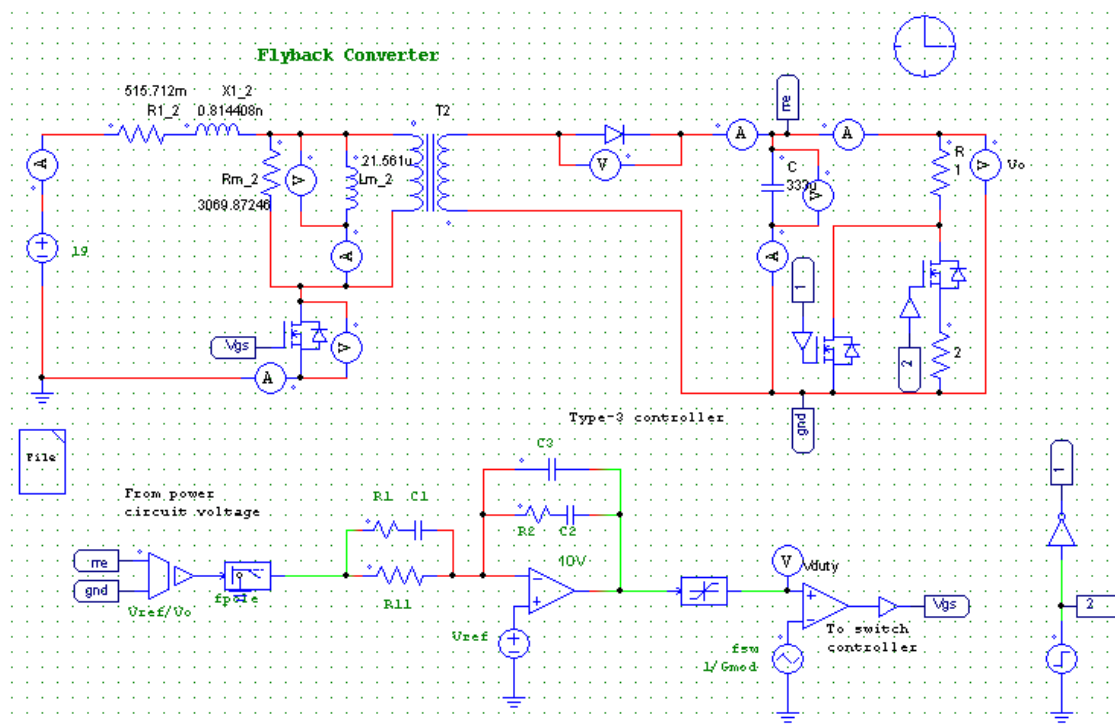


Figura 122: Esquema perturbación de potencia

Esta prueba va a consistir en que cuando el sistema este estabilizado a 5 voltios, la resistencia de salida va a pasar a valer 3 ohmios. De esta manera, la potencia baja de

25W a 8,33W y el sistema tiene que ser capaz de mantener el valor de 5 voltios de salida viendo reducida su potencia.

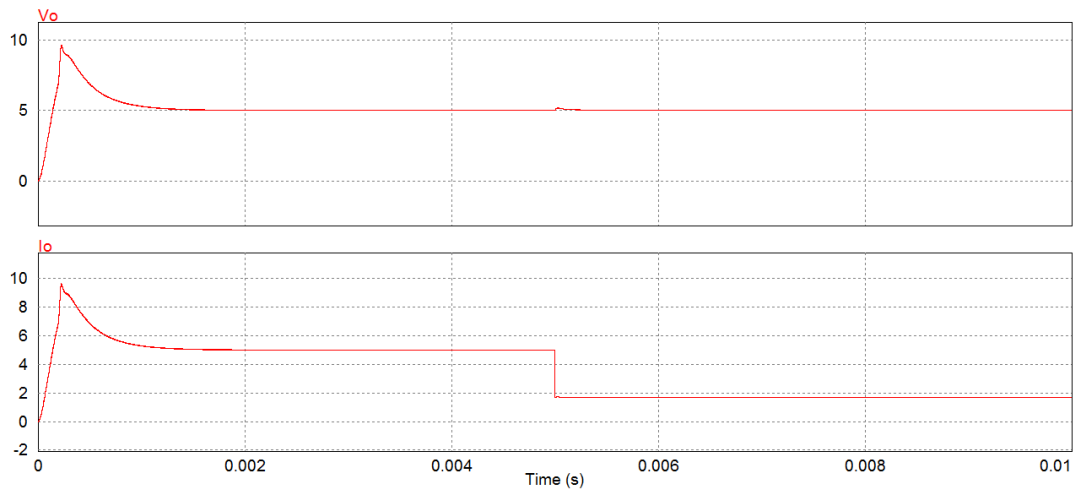


Figura 123: Respuesta a una reducción de la potencia de salida

Con los resultados obtenidos en la Figura 123 se comprueba que, el sistema consigue mantener el nivel de tensión especificado a pesar de que su corriente se ve reducida debido a la caída de potencia que tiene el convertidor.

De esta manera, el lazo de realimentación funciona de manera correcta ya que permite al convertidor seguir operando en el rango de tensiones especificado. Lo que faltaría es ajustar el tiempo del transitorio requerido, volviendo a rediseñar el lazo modificando los polos y los ceros del regulador.

10. Conclusión y trabajos futuros

El objetivo de este proyecto era comprender la metodología de funcionamiento de un convertidor CC-CC tipo Flyback. Una vez realizado, se pretendía comprobar los efectos que generaba la construcción del transformador de forma manual y posteriormente fabricar un prototipo para su posterior implementación experimental.

Con la fabricación del prototipo del convertidor, no se ha podido especificar de manera concreta que transformador es el más eficiente de los 4. Sin embargo, se ha podido realizar una serie de comprobaciones que permiten observar el comportamiento del convertidor diseñado. Como se puede apreciar en las formas de onda, la tensión del Mosfet sufre una oscilación que puede poner en riesgo la integridad de este componente, si se aumenta el ciclo de trabajo para operar en el punto de trabajo. Estas oscilaciones que se producen en el Mosfet también afectan a la señal de disparo alterando su forma de onda. Esto se traduce en que la tensión de salida sufra una variación que el filtro diseñado no sea capaz de atenuar por debajo del valor especificado.

Por lo que en base a resultados de simulación, se observa que el transformador 2 tiene el mejor diseño de fabricación. Esto se debe a utiliza el mayor grosor de cable, para facilitar el paso de la corriente con un menor número de cables en paralelo. Además, cada capa tiene un único tipo de devanado, homogeneizando los efectos del campo magnético.

En base a esta perspectiva, la forma óptima para construir un transformador consistiría en entrelazar los dos devanados para aumentar el flujo compartido y reducir la inductancia de dispersión. De esta forma, al reducir la inductancia de dispersión se reducen los picos de tensión que tiene que soportar el Mosfet. Además, el tamaño de Gap debe ser suficientemente pequeño para almacenar la energía necesaria y poder reducir los efectos de Fringing Flux.

Como complemento queda mencionar los trabajos futuros:

- ✓ Optimizar el proceso de construcción de los transformadores.
- ✓ Diseñar y fabricar el lazo de realimentación del convertidor.
- ✓ Realizar saltos de tensión para comprobar la respuesta transitoria del convertidor.
- ✓ Hacer un estudio experimental de barridos de frecuencia para conseguir la mejor respuesta del circuito.
- ✓ Utilizar un microcontrolador para realizar el cierre de lazo. Para comprobar las diferencias en comportamiento entre el método analógico y el digital.
- ✓ Diseño de las redes de *Snubber* que permitan amortiguar los picos de tensión en el Mosfet.

11. Estudio económico

A continuación se realiza un balance de los costes de diseño y fabricación del proyecto.

11.1. Coste material

Descripción	Unidades	Precio unitario	precio total
Elementos del convertidor			
Conector de clema	2	0,20 €	0,40 €
Condensador electrolítico 330uF	2	0,20 €	0,40 €
IRFZ34n	1	0,54 €	0,54 €
RURP820	1	1,52 €	1,52 €
Resistencia de potencia de 1 ohmio a 50W	1	5,50 €	5,50 €
Elementos de Disparo			
Condensador de Poliéster de 1uF	1	0,50 €	0,50 €
Condensador de 100nF	1	0,15 €	0,15 €
Resistencia de 1 ohmio a 1/4W	1	0,05 €	0,05 €
BD135	1	0,20 €	0,20 €
BD136	1	0,20 €	0,20 €
Fabricación del transformador			
Núcleo RM10-n87	4	2,68 €	10,72 €
Carrete de 12 pines	4	1,81 €	7,24 €
Pinza con terminal a tierra	8	0,29 €	2,32 €
Hilo de cobre de sección 0,3mm de 70gr	1	8,03 €	8,03 €
Hilo de cobre de sección 0,5mm de 70gr	1	8,06 €	8,06 €
Hilo de cobre de sección 0,8mm de 70gr	1	8,62 €	8,62 €
Estaño 0,5mm 100gr	1	5,05 €	5,05 €
TOTAL			59,50 €

Figura 124: Coste material

11.2. Coste personal

Para estimar estos costes se ha tomado como referencia los costes por horas de un Ingeniero Electrónico.

Actividad	€/Hora	Nº de horas	Coste
Diseño	35	110	3850
Documentacion	20	90	1800
TOTAL			5650

Figura 125: Coste personal

11.3. Presupuesto final

Tipo de Coste	Coste
Coste material	59,50 €
Coste personal	6.560,00 €
SUBCOSTE	6.619,50 €
I.V.A(18%)	1.191,51 €
TOTAL	7.811,01 €

Figura 126: Coste total proyecto

Referencias

- [1] AENOR, Reglamento Electrotécnico para Baja Tensión e Instrucciones Técnicas, 2002.
- [2] «OGW uc3m,» [En línea]. Available: <http://ocw.uc3m.es/tecnologia-electronica/electronica-de-potencia/material-de-clase-1/MC-F-005.pdf>. [Último acceso: Septiembre 2016].
- [3] A. Barrado Butista, «Convertidores CC-CC conmutados,» 2015.
- [4] «Wikipedia, Convertidor Buck,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Buck. [Último acceso: 2016].
- [5] «Wikipedia, Convertidor Boost,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Boost. [Último acceso: 2016].
- [6] Departamento de electrónica de potencia Uc3m, «Convertidores CC-CC conmutados,» 2010.
- [7] «Wikipedia, Convertidor Flyback,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_flyback. [Último acceso: 2016].
- [8] S. M. Goldwasse, «Comunidad electronicos,» [En línea]. Available: <http://www.comunidadelectronicos.com/articulos/flyback.htm>. [Último acceso: Septiembre 2016].
- [9] «Instituto Tecnológico de Costa Rica,» [En línea]. Available: <http://www.ie.itcr.ac.cr/juanjimenez/cursos/Potencia/reduct.pdf>. [Último acceso: 2016].
- [10] «Wikipedia,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_flyback. [Último acceso: 2016].
- [11] «Wikipedia, Convertidor Flyback,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_flyback. [Último acceso: 2016].
- [12] J. Fraile Mora, Maquinas eléctricas, quinta edicion, MC Graw Hill.
- [13] «Efecto pelicular,» Wikipedia, [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Efecto_pelicular. [Último acceso: Septiembre 2016].
- [14] A. Ducluzaux, «Unizar,» [En línea]. Available: <http://automata.cps.unizar.es/bibliotecaschneider/General/ct083-3.pdf>. [Último acceso: Septiembre 2016].
- [15] S. Zurek, "Encyclopedia magnetica," [Online]. Available: <http://www.encyclopedia->

magnetica.com/doku.php/flux_fringing. [Accessed Septiembre 2016].

- [16] «IRF34n datasheet,» [En línea]. Available:
<https://www.westfloridacomponents.com/mm5/graphics/L03/IRFZ34.pdf>. [Último acceso: 2016].
- [17] «RURP820,» [En línea]. Available:
<http://www.datasheets360.com/pdf/2744080527784289499>. [Último acceso: 2016].
- [18] «Wikipedia,» [En línea]. Available:
https://es.wikipedia.org/wiki/Condensador_electrol%C3%ADtico. [Último acceso: 2016].
- [19] «BD135,» [En línea]. Available: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/bd/bd135.pdf>. [Último acceso: 2016].
- [20] «BD136,» [En línea]. Available: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/BD/BD136.pdf>. [Último acceso: 2016].
- [21] futureworkss, «youtube,» [En línea]. Available:
https://www.youtube.com/watch?v=rADUT_z3RV8. [Último acceso: 2016].
- [22] M. Pareja Aparicio, Creacion de nuevos componentes en OrCAD 10.3, 2017.
- [23] F. J. Alexandre, «cuningan,» [En línea]. Available:
<https://cuningan.files.wordpress.com/2010/10/calculos-ancho-pista.pdf>. [Último acceso: 2016].
- [24] «Monografias,» [En línea]. Available: <http://www.monografias.com/trabajos46/sistemas-lineales/sistemas-lineales2.shtml>. [Último acceso: 2016].